TV
l'antenna
ANNO XXXVII - GIUGNO 1965
NUMERO
6
LIRE 350
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

A. COLELLA

Formato del volume cm. 15 x 21

Pagine XVI - 468

Figure 141

Rilegatura in tela con impressioni inoro e sopraccoperta a colori.

L. 9.000

« Purtroppo non c'è un dizionario specifico di elettronica per la lingua inglese ». Quante volte abbiamo detto e sentito questa frase. Ed era vero, tanto che prima di acquisire almeno in parte la conoscenza della lingua tecnica abbiamo dovuto faticare non poco. E ancora oggi è notevole la quantità di termini il cui esatto significato ci sfugge o sistematicamente dimentichiamo. Sapevamo che un dizionario simile, per essere effettivamente adeguato, doveva partire dall'industria, dove la letteratura tecnica in lingua inglese è costantemente presente, e la necessità di rendere ripetibili le esperienze richiede rigorosa corrispondenza tra cose o condizioni e il nome che le identifica.

Ora anche quest'opera esiste, nata dalla collaborazione di un folto gruppo di costruttori e di utilizzatori, operanti in ciascun ramo dell'elettronica. Progettisti, studiosi e traduttori, che dovevano spendere anni preziosi per possedere la parte tecnica della lingua, disporranno ora di uno strumento capace di ridurre grandemente questo sforzo. Uno strumento che consentirà ai giovani di accedere subito alla letteratura tecnica e agli anziani del lavoro di rendere più veloce lo studio dei testi.

IL
RÓSTRO

Editrice IL ROSTRO

MILANO - Via Monte Generoso 6a

ANNO XXXVII **6**

GIUGNO 1965 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **3.500**; estero L. **7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. **50**, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

6

dott. ing. Alessandro Banfi

La saga del colore

Se durante l'ultima riunione del C.C.I.R. a Vienna sulla televisione a colori per l'Europa, l'aggressività delle tre fazioni concorrenti (NTSC, PAL, SECAM) fu tale da definirla la « battaglia del colore », *il recente* « Simposio Internazionale di Televisione », *svoltosi a Montreux dal* 24 *al* 28 *maggio scorso, in un'atmosfera di bucolica distensione fra gli stessi protagonisti di Vienna, merita di essere chiamato la* « saga del colore ».

Infatti, mentre nel corso del Simposio, dopo aver fatto un ampio e documentato riepilogo dei precedenti storici dei tre sistemi NTSC, PAL, e SECAM sono stati esposti ulteriori argomenti tecnici ed opportunistici a favore di ciascuno di essi, il soggiorno nel suggestivo clima di pace lacuale di Montreux, ha favorito colloqui ed incontri fra i capi responsabili delle tre potenze « cromatiche », con risultati a quanto pare promettenti.

In una tranquilla atmosfera conciliante ed accomodante, si è sentito dire ad esempio che le divergenze fra NTSC e PAL non sono poi tali da impedire una sorta di compromesso da prendersi in seria considerazione con buona volontà d'intesa. Così pure si sono esaminate con molta attenzione e senso pratico tutte le possibilità di conversione (transcoding) di programmi da un sistema all'altro, attenuando notevolmente molte rigide preclusioni o difficoltà avanzate in materia sino a qualche tempo fa.

E sotto quest'ultimo profilo si è inoltre voluto riconoscere che, se anche non fosse possibile raggiungere un accordo di totale unificazione europea, lo scambio di programmi a colori sarebbe sempre realizzabile in modo efficiente e regolare.

Tanto più che, anche nell'ipotesi di una unificazione europea sullo standard NTSC, lo scambio diretto (senza conversione) fra Europa ed America non sarebbe possibile a causa del differente standard di scansione TV in bianco-nero. Si è considerato inoltre che, con l'estensione sempre maggiore dell'area di scambio di programmi (mondovisione e collegamenti mediante satelliti terrestri) data la differenza di tempo fra le località di trasmissione e ricezione, il collegamento diretto perdeva di interesse per venire sostituito con registrazioni al fine di un opportuno differimento d'orario.

E sotto questo profilo, si è appreso con interesse che i sistemi di registrazione fotografica (videografi), sostituiti da qualche tempo coi registratori a nastro magnetico, hanno subìto notevoli perfezionamenti, tali da costituire oggi una alternativa al 50% *coi videoregistratori magnetici.*

Se si pensa infatti che con la registrazione fotografica su film non si rende necessaria la conversione di standard, e che tale registrazione è praticamente imposta in molti casi, dalla differenza dei fusi orari, è facile intravedere varie possibilità di realizzazione di scambi intercontinentali di programmi televisivi.

Comunque non sembra difficile nè lontana la possibilità di un ampio accordo internazionale sulla televisione a colori, che si appresta ormai a bruciare le ultime tappe per un trionfale ingresso nelle nostre case.

A. Banfi

F. de Jager*

La modulazione: ieri, oggi e domani

Il bisogno sempre crescente di canali di trasmissione delle informazioni ha da tempo imposto la necessità di sfruttare in modo migliore i campi di frequenze disponibili, impiegando nel contempo metodi di trasmissione meno sensibili alle interferenze. Dopo un accenno ai metodi di modulazione tradizionali, si espongono i metodi più moderni e, per quanto si può prevedere, anche quelli di un prossimo futuro, che utilizzano la conoscenza delle proprietà statistiche dei segnali d'informazione.

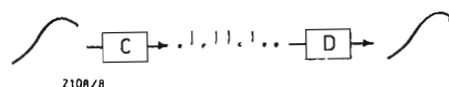



Fig. 1 - Diagramma funzionale di una giunzione con modulazione di impulsi di codice: il codificatore *C* converte le parole in una serie di impulsi « 1 » e « 0 »; il decodificatore *D* ricostruisce un segnale di uscita quasi identico all'originale.

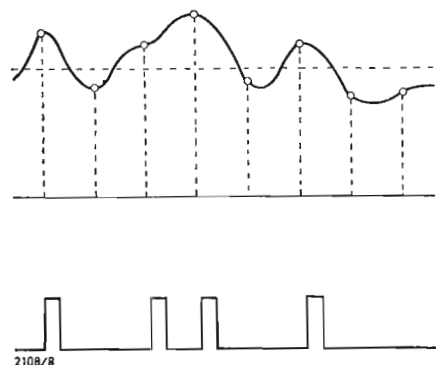



Fig. 2 - Rigenerazione di una serie di impulsi perturbati dal rumore in un sistema a impulsi di codice. Il segnale in codice viene demodulato in determinati punti del collegamento; esaminando periodicamente il segnale continuo così ottenuto, gli impulsi di codice vengono rigenerati o no secondo il livello istantaneo del segnale. Le eventuali perturbazioni che non sorpassano un massimo stabilito vengono completamente eliminate.

1. - PRIMI METODI DI MODULAZIONE

Il metodo classico per trasmettere segnali di informazione consiste nel variare, in funzione del segnale originale, l'ampiezza di un'onda sinusoidale in alta frequenza, detta onda portante. È questa la modulazione di ampiezza, che è tuttora applicata nella radiodiffusione sulle onde lunghe e medie.

Nel 1933 Armstrong scoprì che i segnali di disturbo avevano, in generale, meno influenza sulla frequenza che sull'ampiezza dell'onda portante. Ebbero allora inizio i primi tentativi di trasmettere informazioni, mantenendo l'ampiezza dell'onda portante a un valore fisso e variandone invece la frequenza. Questo metodo, denominato modulazione di frequenza, si rivelò molto efficace per ridurre i disturbi ed è attualmente impiegato in generale, ad esempio nelle radiodiffusioni FM, nel suono TV, ecc., mentre un tempo era considerato piuttosto rivoluzionario. Ciò si spiega, perchè la realizzazione di questo metodo richiedeva, all'inizio, apparecchiature molto complesse e ingombranti mentre ora, con lo sviluppo di nuovi componenti, il dispendio e l'ingombro sono ridotti al minimo. Questo dimostra che l'adozione pratica di un principio tecnico nuovo può avvenire solo quando sono disponibili componenti adeguati; il progresso continuo nei dispositivi a stato solido ci rende ottimisti per lo sviluppo futuro delle nuove idee.

2. - MODULAZIONE DI IMPULSI: INTRODUZIONE DI TECNICHE NON LINEARI

Nei sistemi di modulazione finora considerati si utilizzano, come portanti, delle onde sinusoidali. È anche possibile modulare brevi impulsi sia in ampiezza, sia nel tempo. Questo concetto, ben chiaro in teoria da tempo, è stato tradotto in pratica solo recentemente, in conseguenza delle diverse tecniche non lineari occorrenti in questo caso e sviluppate a fondo solo durante la seconda guerra mondiale. D'altra parte, il passaggio da una tecnica sinusoidale a una tecnica a impulsi implicava anche problemi teorici; infatti l'introduzione di un elemento non lineare, in un circuito per il resto lineare, sollevava problemi matematici che erano solo parzialmente risolti. Lo studio di circuiti lineari e non lineari combinati ha portato a scoperte suscettibili di importanti applicazioni, alle quali appartiene, ad esempio, l'amplificazione parametrica di frequenze altissime, in cui la variazione di una rete lineare porta a un trasferimento di energia tra frequenze differenti, che può essere utilizzato per l'amplificazione.

La trasmissione di informazioni per mezzo di impulsi modulati presenta una stretta analogia con la trasmissione di segnali sinusoidali modulati. Anche con gli impulsi, la modulazione di ampiezza risulta molto semplice ma sensibile ai disturbi, mentre la modulazione di posizione nel tempo riduce i disturbi come la modulazione di frequenza. L'analisi dei due sistemi dimostrò che il miglioramento era proporzionale alla larghezza di banda utilizzata per la trasmissione. Per un certo tempo si credette perciò che il miglioramento del rapporto segnale disturbo necessitasse di un aumento proporzionale della larghezza di banda. Shannon (1) e altri dimostrarono, su basi puramente matematiche, che esisteva un limite superiore al miglioramento ottenibile utilizzando un metodo adeguato: il miglioramento poteva essere molto più che proporzionale e cioè di natura esponenziale.

(*) Dei Laboratoires de Recherches Philips. Da *Revue Technique Philips*, Vol. 24, n. 7/8, pag. 213 e segg.

Fig. 3 - Diagramma funzionale di una giunzione con modulazione in delta. All'emissione un circuito reattivo « quantizzato » dà luogo a impulsi « 1 » e « 0 ». Per l'effetto di reazione, il segnale all'uscita del filtro F somiglia da vicino all'originale. Lo stesso filtro può essere applicato al ricevitore per convertire le serie di impulsi in un segnale di uguale approssimazione.

Fig. 4 - Approssimazione di un segnale continuo (a) per mezzo di un segnale quantizzato (b), ottenuto modificando la pendenza a intervalli di tempo regolari. Le decisioni di modifica della pendenza non sono basate sulle differenze istantanee tra il segnale originale e il segnale di approssimazione, bensì sui loro valori previsti.

3. - MODULAZIONE DI IMPULSI IN CODICE: TRADUZIONE DI SEGNALI VOCALI IN NUMERI

Quantunque si sia ancora lontani dal raggiungere il limite superiore determinato da Shannon (il quale d'altra parte implicherebbe ritardi troppo lunghi) si conosce attualmente un metodo che consente di ottenere questo miglioramento esponenziale variando la larghezza di banda: la modulazione di impulsi in codice. L'idea fondamentale è che segnali come la parola o la musica possano essere trasmessi non nella stessa forma in cui li fornisce un microfono, bensì in forma di numeri. All'origine l'ampiezza del segnale viene periodicamente misurata e tradotta in forma numerica; le cifre sono poi trasmesse mediante diverse serie di impulsi corrispondenti, che vengono utilizzati al ricevitore per ricostruire la forma d'onda originale (fig. 1).

Il principio può paragonarsi alla comunicazione dell'informazione contenuta in una curva grafica, per mezzo di una tabella che dà le coordinate orizzontali e verticali. Infatti l'ampiezza del segnale è misurata a brevi intervalli di tempo, dividendo la scala delle ampiezze, per esempio in 128 livelli differenti.

Ciascuno di questi livelli può essere contraddistinto da un numero espresso da 7 cifre binarie (per esprimere n numeri differenti in notazione binaria occorrono numeri di ($\log_2 n$) cifre. Al ricevitore è possibile trasformare nuovamente, in tensioni corrispondenti, questi numeri trasmessi mediante serie di impulsi di valore « 1 » o « 0 ». In questo sistema la variazione della larghezza di banda consente di migliorare in modo più che lineare la trasmissione dei segnali; si consideri che con numeri a 8 invece che a 7 cifre binarie, il numero dei livelli d'ampiezza distinguibili si raddoppia, mentre la frequenza degli impulsi da trasmettere varia solo nel rapporto da 8 a 7. La riproduzione dei segnali originali sarà sempre approssimata, ma la differenza (a cui si dà il nome di « rumore quantizzato ») può essere ridotta a un minimo trascurabile, scegliendo una frequenza di impulsi sufficientemente elevata (da 50 a 60 kHz).

La trasmissione di informazioni in forma di numeri presenta un altro vantaggio nel caso di un grande numero di giunzioni di collegamento in serie; gli impulsi ricevuti possono essere rigenerati in ogni sezione, in modo che i piccoli componenti di rumore nelle diverse sezioni possono essere eliminati prima di accumularsi (fig. 2). Nei sistemi di modulazione classici, nei quali l'informazione è trasmessa variando un parametro fisico in proporzione al segnale originale, non esiste alcuna possibilità di distinguere tra il segnale e il rumore, il quale penetra così nelle differenti sezioni e via via si accumula.

La trasmissione di segnali vocali mediante modulazione di impulsi in codice consente di ottenere, a parità di larghezza di banda, una riduzione dei rumori migliore che con i metodi di modulazione tradizionali, e ha trovato perciò pratica applicazione nella soluzione di un grosso problema: l'aumento di giunzioni telefoniche tra le centrali telefoniche di grandi città. Un medesimo cavo può trasportare un grande numero di comunicazioni (fino a 900), tuttavia la posa di nuovo cavo comporta lavori difficoltosi nell'ambito cittadino, cosicchè il crescente bisogno di nuovi posti telefonici dovrà essere di preferenza soddisfatto sfruttando meglio la rete di cavi esistente.

Naturalmente l'aumento di canali telefonici potrebbe essere ottenuto impiegando, per la trasmissione, frequenze più elevate. In questo caso si dovrebbero eliminare le mutue interferenze tra le differenti coppie di un cavo in modo da eliminare la diafonia tra i differenti canali, che è sensibilmente proporzionale alla frequenza. Con i metodi classici di modulazione le interferenze non possono essere soppresse in questo caso nemmeno aumentando la larghezza di banda, poichè le interferenze aumentano nella stessa proporzione. Si può ottenere un miglioramento con la modulazione di impulsi in codice. I sistemi pratici, quali sono stati installati recentemente negli Stati Uniti (2), utilizzano frequenze di impulsi dell'ordine di 1,5 × 10² impulsi al secondo; il numero di giunzioni telefoniche può essere moltiplicato per 12, e nello stesso tempo la qualità di trasmissione può essere uguale e anche migliore di quella delle vecchie giunzioni.

4. - MODULAZIONE IN DELTA: INTRODUZIONE DI UNA MEMORIA

La codificazione di un segnale in numeri binari richiede l'impiego di una macchina calcolatrice. Qualche anno fa è stato studiato da Schouten (3) e da altri un sistema di codificazione e di decodificazione più semplice di quelli in uso. Invece di impiegare un codice binario con un grande numero di cifre, la sequenza di impulsi « 1 » e « 0 » viene disposta in modo da poter essere semplicemente applicata all'entrata di una rete elettrica o filtro, per ricavarne il segnale desiderato in uscita. Questo metodo è detto « modulazione in delta » ed è basato su un meccanismo semplice di comando.

Per conseguire una sequenza corretta di impulsi, si deve tener conto di tre elementi: lo scarto reale tra il segnale originale e il segnale approssimato, la maniera in cui gli errori quantizzati precedenti possono ancora essere rettificati e le differenze da attendersi nel segnale di informazione. Si può dire così che ciascuna decisione di trasmet-

Fig. 5 - Modulatore in delta a diodi tunnel per la codificazione dei segnali di televisione.

tere un impulso «1» o «0» è basata sul presente, sul passato e sull'avvenire. Tutte queste funzioni possono essere ottenute mediante una rete lineare, funzionanante come una memoria introdotta in nucleo reattivo non lineare, rendendo così il circuito autocorrettore (4) (figg. 3 e 4).

Il modo in cui si trasmettono informazioni col metodo di modulazione in delta può essere meglio illustrato con l'analogia seguente. Se il segnale di informazione originale corrisponde a una strada sinuosa, l'emettitore può essere rappresentato da un'automobile che la percorre. Gli impulsi dati al volante obbligano l'automobile a seguire il percorso stradale: si tratta di un accoppiamento reattivo, perchè il conduttore sorveglia la strada, prevede le reazioni della vettura e decide in base agli eventi prevedibili se deve o non deve essere dato un nuovo impulso al volante. Dando contemporaneamente uguali impulsi al volante di una vettura ipotetica traversante un deserto si può ottenere una riproduzione molto buona del tracciato seguito dalla prima vettura. Si è trovato che la parola si presta molto bene a questo tipo di trasmissione codificata; recentemente il metodo è stato applicato alla televisione normale da Balder e Kramer (5). L'insieme della calcolatrice che può prendere 100 milioni di decisioni al secondo è contenuto in una piccola scatola (fig. 5).

Questa rapidità elevatissima può essere ottenuta utilizzando diodi tunnel, minuscoli elementi semiconduttori che possono essere commutati in una direzione o nell'altra all'incirca in un millesimo di microsecondo.

5. - IL SISTEMA TASI: UTILIZZAZIONE DEL FRAZIONAMENTO DELLA CONVERSAZIONE NEL TEMPO

Nei sistemi moderni di modulazione, pur avendo i segnali un andamento arbitrario nel tempo, sia in frequenza sia in ampiezza, si tiene sempre più conto delle proprietà statistiche dei segnali stessi. Ad esempio una conversazione non è mai costituita da un flusso continuo di informazioni, ma da un grande numero di segnali molto corti che non sorpassano sovente il decimo di secondo. Il tempo, durante il quale è realmente presente un segnale, è molto ridotto e si è pensato di utilizzare i momenti di silenzio per trasmettere altri segnali di informazione. Questo principio è stato realizzato nei circuiti del cavo telefonico transatlantico. I segnali di una conversazione telefonica vengono divisi in frazioni, delle quali sono trasmesse solo le parti contenenti informazioni, dopo che esse sono state «marcate» in modo da poter essere successivamente smistate al ricevitore giusto. Questo sistema, denominato «Time Assignment Speech Interpolation», è stato messo in servizio sul cavo transatlantico nel 1960 dalla Western Electric. La capacità originale di 36 canali è stata così estesa a 72 canali (6). Questo sistema è molto complesso; tuttavia in questo caso risulta economico in confronto alle spese di installazione di un cavo transatlantico, che si aggirano sui 25 miliardi di lire.

6. - COMPRESSIONE DELLA LARGHEZZA DELLA BANDA VOCALE: STUDIO DEI RELATIVI PARAMETRI

Analizzando i segnali vocali, si trova che essi possono essere caratterizzati da un certo numero di parametri, quali l'intensità, l'altezza tonale, la distribuzione spettrale, ecc. La velocità massima di variazione di questi parametri è molto inferiore alla velocità permessa da un normale canale telefonico. Ciò è dovuto semplicemente al fatto che la rapidità della parola è limitata da quella dei movimenti muscolari, cosicchè la larghezza di banda disponibile di un canale telefonico è sfruttata poco efficacemente. Infatti, secondo il teorema di Shannon, un canale telefonico normale di 3 kHz di larghezza di banda, con un rapporto segnale/rumore di 50 dB, presenta un limite superiore di trasmissione di informazioni all'incirca di 50.000 bit per secondo. D'altra parte i nostri sensi non possono rivelare più di 50 bit circa al secondo. Ciò non di meno per una riproduzione esatta della forma d'onda dei segnali vocali è necessaria una larghezza di banda di 3 kHz, il che significa che una gran parte dei nostri segnali non porta informazioni nuove, bensì solo delle ripetizioni; questo fenomeno è evidente se si osserva l'oscillogramma di una intera parola (fig. 6).

L'aspetto tecnico di questa ridondanza è che se noi riusciamo a distinguere i parametri fisici reali dei segnali vocali, noi potremmo, nel trasmetterli, comprimerli entro una larghezza di banda molto inferiore a quella a cui siamo abituati. Teoricamente la riduzione potrebbe essere superiore a cento volte, ma sarebbe già un notevole vantaggio raggiungere un rapporto di 10 a 1. Ciò può essere molto utile nei cavi transatlantici e ugualmente nelle gamme di frequenza delle emissioni radio attualmente sovraccaricate.

Lo studio dei parametri della parola risale al 18° secolo, quando Wolfgang von Kempelen costruì una famosa macchina parlante utilizzando mantici e corni per riprodurre i suoni vocali. In tempi più recenti è stata costruita, da Dudley (7), una macchina elettrica parlante che poteva funzionare manualmente, ma i parametri necessari potevano essere ricavati anche automaticamente dalla parola reale per mezzo di

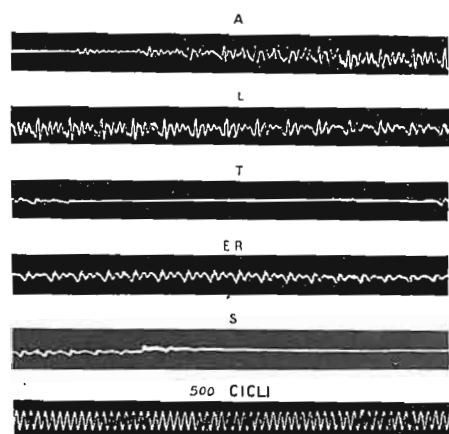



Fig. 6 - Forma d'onda della parola «ALTERS» dimostrante la periodicità dei segnali vocali (secondo H. Fletcher).

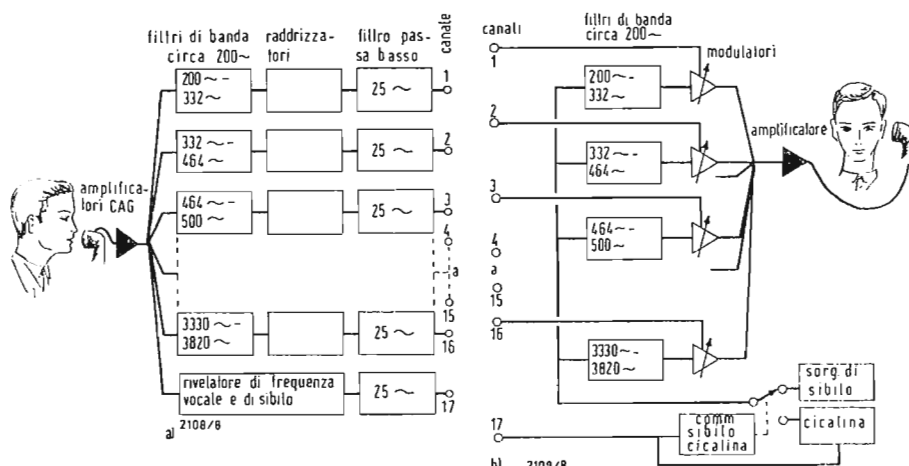



Fig. 8 - Schema di un sistema « Vocoder » (secondo Slaymaker).

Fig. 7 - Confronto funzionale della voce artificiale con il sistema vocale umano (secondo H. Dudley, R. R. Riesz e S. S. A. Watkins).

un « analizzatore » all'emettitore, e riuniti assieme da un « sintetizzatore » nel ricevitore. Questo apparecchio, denominato « vocoder », poteva trasmettere la parola con un gran numero di parametri, la variazione dei quali era così lenta che la larghezza di banda poteva essere ridotta di 10 volte. Il principio fondamentale consisteva nel dividere la banda di frequenza della parola normale in un certo numero di canali, nel misurare la potenza in ogni canale e nel rigenerare, al ricevitore, un segnale avente uno spettro di frequenza corrispondente. La maggior parte dei sistemi di compressione della parola attuali utilizzano ancora lo stesso principio (figg. 8 *a* e *b*). I risultati del primo « vocoder » erano molto promettenti, benchè la parola ricostruita mancasse di naturalezza (8).

Gli esperimenti sui sistemi di compressione della banda vocale furono continuati, ma sinora non si è pervenuti a una riproduzione naturale principalmente per due ragioni. Il nostro meccanismo uditivo utilizza un grande numero di fibre nervose, la maggior parte delle quali è in parallelo; un circuito elettrico equivalente presenterebbe un corrispondente dispendio di componenti. Inoltre non si conosce realmente come i segnali ricevuti siano combinati e interpretati dal cervello umano.

Quest'ultimo problema si ricollega a quello più generale del riconoscimento del codice trasmesso. Anche se si scopriranno quali sono gli « elementi portatori di informazione nella parola », in un sistema di compressione della banda vocale insorgerà il grave problema di non tradurre in parole i rumori di fondo che inevitabilmente accompagnano, ad esempio, la lettura di un testo dinanzi a un microfono. Difficoltà pratiche di questo genere limitano per ora il grado di compressione dei vocoder di alta qualità.

Nella applicazione pratica di vocoder nelle telecomunicazioni si potrebbe ricorrere a una soluzione intermedia: trasmettendo una piccola parte significativa dello spettro vocale in maniera naturale e completandolo con una trasmissione addizionale di parametri rappresentanti le parti restanti dello spettro vocale. Si è infatti trovato che la regione delle frequenze basse, da circa 300 a 800 Hz, si presta bene a una trasmissione diretta, combinata con una trasmissione parametrica della parte residua della banda vocale. I segnali della prima parte costituiscono allora un fondo di naturalezza nei segnali ricostruiti e si evita il difficile problema della determinazione dell'altezza tonale. La costruzione di un simile vocoder risulterebbe molto facilitata, però il grado di compressione sarebbe molto basso.

7. - COMPRESSIONE ED ESTENSIONE: SFRUTTAMENTO DELLE PROPRIETÀ STATISTICHE DELL'AMPIEZZA DEI SEGNALI VOCALI

Gli esempi precedenti ci hanno mostrato come si possono utilizzare le proprietà statistiche del frazionamento nel tempo e della distribuzione di frequenze della parola, per aumentare il numero di canali. La conoscenza della distribuzione statistica dell'ampiezza può essere invece sfruttata per ottenere una migliore riduzione del rumore.

La larga gamma delle diverse ampiezze presenti nella parola o nella musica può essere compressa, nel corso della trasmissione, in una gamma più stretta, nuovamente ristabilita nelle condizioni iniziali alla ricezione. Tale metodo favorisce specialmente i segnali molto deboli che sarebbero altrimenti soffocati dal rumore.

I sistemi di questo genere che impiegano un compressore e un estensore sono

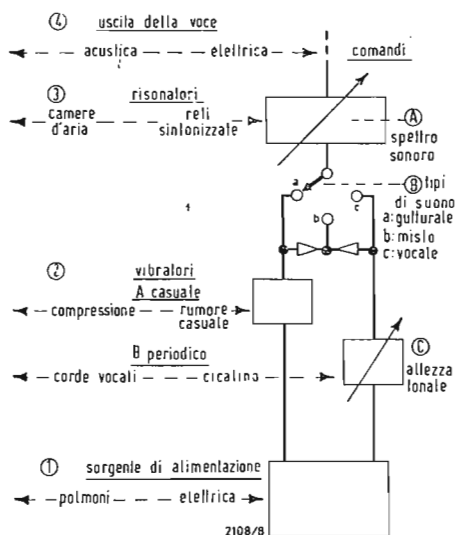
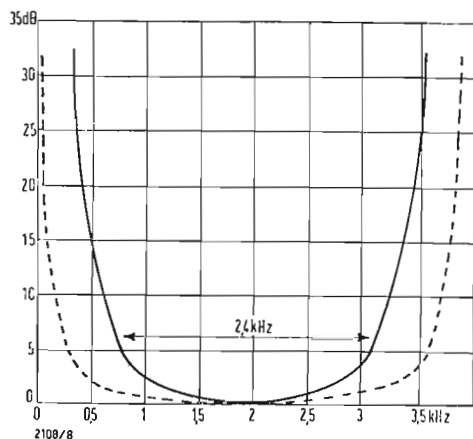



Fig. 9 - Larghezza di banda utilizzata per la trasmissione di dati a una velocità di 4000 bit/sec, confrontata con la larghezza di banda (curva tratteggiata) di un canale telefonico normale.

denominati « compandors » nei paesi di lingua inglese, e vengono applicati sempre più in circuiti telefonici che altrimenti sarebbero inutilizzabili (9). In questa applicazione è necessaria una caratteristica non lineare, utilizzata però in modo da evitare una distorsione non lineare del segnale; questa condizione, a prima vista contraddittoria, può essere ottenuta usando costanti di tempo differenti. Esistono due possibilità di comando del meccanismo non lineare: si può impiegare il segnale medesimo oppure un segnale pilota separato. Il primo caso si applica ai compressori-estensori normali in cui il grado di compressione è relativamente debole, di solito da 2 a 1 dB; nel secondo caso si può avere un grado di compressione molto elevato, ciò che permette una trasmissione in circuiti ad alto livello di rumore. Poichè un sistema pilotato può essere reso indipendente dal segnale ricevuto, esso è conveniente anche per compensare gli effetti di attenuazione. Un esempio aiuterà a comprendere il funzionamento di un compressore-espansore. Supponendo che il valore di cresta di un segnale vocale non sia che da due a tre volte il valore medio del rumore, è chiaro che la maggior parte del segnale sarà coperta dal rumore.
Con un compressore-estensore il rumore può essere diminuito più o meno proporzionalmente all'ampiezza media della voce, in modo che i segnali di ampiezza debole possono elevarsi al di sopra del rumore. Si è trovato che se il rumore di accompagnamento viene modulato nello stesso ritmo e in proporzione all'ampiezza del segnale vocale, le tensioni di rumore e vocali possono essere dello stesso ordine prima che la intelligibilità divenga nulla (10).
Per ridurre i rumori, con questi dispositivi non è necessario disporre di una larghezza di banda supplementare, come occorre invece con il metodo di modulazione di frequenza; ciò significa che il compressore-estensore potrà essere in avvenire vantaggioso anche nelle comunicazioni radio.
La combinazione di un compressore-estensore con altri metodi di modulazione si è rivelata molto promettente. In questo caso è importante non il rumore di trasmissione bensì quello quantizzato che viene ridotto nel segnale di uscita: ciò consente di impiegare frequenze di impulso più basse. Recentemente si è scoperto che il circuito reattivo utilizzato nella modulazione in delta poteva giocare nello stesso tempo da compressore-estensore. Per caratterizzare la serie di impulsi, vengono trasmessi due segnali di informazione differenti, l'uno relativo alla conformazione e l'altro relativo al livello dell'onda vocale. Riprendendo l'analogia con la automobile su strada, si può dire che la sensibilità della direzione è qui regolata dalla sinuosità della strada. Con questo sistema, denominato « modulazione continua in delta », è stato possibile ridurre la frequenza necessaria di impulso da circa 60 a 30 kHz; pure con una frequenza di impulso di 16 kHz poteva ancora essere tollerata una variazione di 20 dB nel livello del segnale di entrata.
Il compressore-estensore viene così usato in un processo di « adattamento » molto simile all'adattamento nel senso biologico del termine, come ad esempio l'occhio umano si adatta all'intensità luminosa percepita. Ciò conferma che la conoscenza dei processi biologici sensoriali sarà di grande aiuto nello sviluppo dei sistemi di comunicazione futuri.

8. - COMPATIBILITÀ DEI NUOVI CON I VECCHI SISTEMI

La grande varietà di compressori-estensori sviluppati per la riduzione del rumore trova un limite di impiego pratico nella compatibilità con i sistemi già esistenti. Poichè è desiderabile che gli emettitori e ricevitori esistenti possano funzionare senza essere profondamente modificati dall'introduzione di nuovi sistemi di modulazione, molti miglioramenti sono stati tenuti per lungo tempo come riserva prima di essere messi in pratica (11).
Un importante problema di compatibilità si presenta nella radiodiffusione: la maggior parte degli emettitori impiega la modulazione di ampiezza e tutti i ricevitori sono concepiti per questo tipo di modulazione, con il quale metà della larghezza di banda è sprecata poichè lo spettro di frequenze è normalmente simmetrico rispetto alla portante. Il sistema di trasmissione a banda laterale unica, più conveniente, si è diffuso in generale nei sistemi telefonici ma non nei sistemi di radiodiffusione, perchè implica ricevitori più complessi e diversi dai normali. Le soluzioni finora proposte per la trasmissione di segnali a banda laterale unica, compatibili con i normali ricevitori, non sono adatte per la riproduzioni di musica di alta qualità. Di recente Van Kessel (12) e altri hanno scoperto un sistema, per cui gli emettitori possono, con una lieve modifica, generare componenti di banda laterale unica di fase e di ampiezza tali che un ricevitore qualunque può rivelare la forma d'onda del segnale senza distorsione.

9. - TELEVISIONE

Benchè le immagini televisive siano bidimensionali, le informazioni relative sono trasmesse punto per punto, ciò che richiede una larghezza di banda amplissima: circa 5 MHz. Questa larghezza di banda (sufficiente per più di 1000 canali telefonici) consente di cambiare l'intera immagine 25 volte al secondo in modo non percepibile da un osservatore umano. Considerando il se-

gnale da un punto di vista statistico, si trova ancora che un gran numero di parti del segnale si ripetono più volte. Non si può però ridurre la quantità di informazioni disponibile, perchè la qualità dell'immagine deve essere sufficientemente elevata su tutta la superficie. Per ridurre in questo caso la larghezza di banda, si possono utilizzare le correlazioni di tempo e di luogo tra i successivi segnali, oppure la lentezza di percezione delle variazioni di luminosità da parte dell'occhio umano. Sono stati studiati diversi sistemi, ad esempio da Teer (13), il quale ha ottenuto un certo risultato per la trasmissione televisiva a colori. È stato possibile aggiungere informazioni di colore senza aumentare la larghezza di banda, trasmettendo simultaneamente nella stessa banda di frequenze informazioni relative a colori diversi; è così possibile sopprimere le mutue interferenze scegliendo opportuni rapporti di fase e di frequenza tra le sottoportanti utilizzate (14). L'immagine appare naturale grazie all'effetto integratore dell'occhio umano e può essere ricevuta anche da un ricevitore normale in bianco e nero.

10. - TRASMISSIONE DI DATI

Nel corso dell'ultimo decennio si è avuto un crescente interesse per la trasmissione dei segnali telegrafici a grande velocità o trasmissione di dati. È evidente che con le migliaia di impulsi che possono essere trasmessi in un secondo su un circuito telefonico, la velocità di trasmissione di queste informazioni può essere molto più elevata che durante una conversazione telefonica, per cui la rete telefonica viene sempre più utilizzata da macchine che si esprimono in linguaggio numerico.

Nella maggior parte dei casi la correttezza è, nella trasmissione dei dati, della massima importanza; ciò comporta l'impiego di mezzi per la rivelazione e la correzione di eventuali errori. Vengono a questo scopo impiegati codici speciali nei quali sono introdotti elementi di controllo, che servono non soltanto per la rivelazione di errori ma anche per correzione degli stessi (15) (16). La teoria dei numeri, finora ramo della scienza pura, ha trovato qui applicazione pratica (17).

La trasmissione di impulsi sulla rete telefonica normale presenta diverse difficoltà. Questa rete, adatta alla trasmissione della parola, è dotata di certe caratteristiche che non hanno praticamente alcun effetto negativo sui segnali vocali (ad esempio la soppressione delle frequenze basse o l'influenza della distorsione di fase), ma possono essere molto nocive nella trasmissione a impulsi. Poichè non è ora pensabile la realizzazione di una rete autonoma per la trasmissione dei dati, è necessario trovare soluzioni adatte all'utilizzazione delle enormi reti telefoniche già esistenti in tutti i paesi. Si dovranno perciò elaborare dei metodi di modulazione più efficaci per la trasmissione su circuiti telefonici: il grado di sviluppo di questi metodi influirà sostanzialmente sulla possibilità di progresso futuro della trasmissione dei dati. Sono già stati costruiti sistemi per la trasmissione di 4000 bit al secondo, utilizzando solo una parte della larghezza di banda disponibile in un circuito telefonico normale e trasmettendo le informazioni a un ritmo molto vicino al massimo teorico (18) (fig. 9).

Restano ancora da risolvere vari problemi specifici dovuti alla natura dei circuiti telefonici, ad esempio: le notevoli e imprevedibili distorsioni di fase che si incontrano nei circuiti di commutazione. Le tensioni perturbatrici hanno la loro origine nel segnale stesso, cosicchè è inutile migliorare il rapporto segnale-disturbo aumentando la potenza del segnale, in quanto le tensioni perturbatrici crescono proporzionalmente.

11. - SGUARDO VERSO L'AVVENIRE

Anche se il progresso nella trasmissione delle informazioni è stato, negli ultimi anni, notevole, sono ugualmente insorti grossi problemi, la cui risoluzione potrà essere agevolata nel prossimo futuro dallo sviluppo degli studi in due direzioni fondamentali.

La prima è una maggiore applicazione pratica dei risultati teorici ottenuti con la teoria dell'informazione; ciò condurrà probabilmente a realizzare sistemi sempre più vicini ai limiti teorici, aumentando l'affidamento e utilizzando mezzi di potenza a larghezza di banda più ridotta (nelle comunicazioni per mezzo di satelliti, ciò è molto urgente; utilizzando ricevitori speciali, quali i maser, si è già quasi ottenuto il limite fisico del rapporto segnale-disturbo).

La seconda direzione di sviluppo consiste nello stabilire un rapporto più stretto tra l'uomo e la macchina, in modo che le possibilità di adattamento e di controllo nei sistemi elettrici possano essere utilizzate in funzione del comportamento sensoriale dell'uomo. Per determinare questi sistemi di adattamento occorre proseguire le ricerche sulla « percezione ». Dalla combinazione dei risultati di questi due campi, teoria della informazione e della percezione, sono da attendersi per il futuro sviluppi rivoluzionari dei sistemi di modulazione

Il gran numero di canali di comunicazione distribuito in tutto il mondo (e presto probabilmente anche tra i pianeti) può essere considerato come un enorme sistema nervoso realizzato dall'umanità soltanto in mezzo secolo: sarà compito del futuro di utilizzare questi nervi in modo più efficace con una teoria della modulazione progredita. (*f.b.*)

12. - BIBLIOGRAFIA

[1] C. E. Shannon, *A mathematical theory of communication*, Bell Syst. tech. J. 27, 379-423 e 623-656, 1948.

[2] C. G. Davis, *An experimental pulse code modulation system for short-haul trunks*, Bell Syst. tech. J. 41, 1-24, 1962 (No. 1).

[3] J. F. Schouten, F. de Jager et J. A. Greefkes, *La modulation Delta, un nouveau système de modulation à l'usage des télécommunications*, Rev. Tech. Philips 13, 257-266, 1951/52.

[4] F. de Jager, *Delta modulation, a method of P.C.M. transmission using the 1-unit code*, Philips Res. Repts. 7, 422-466, 1952.

[5] J. C. Balder et G. Kramer, *Video transmission by delta modulation using tunnel diodes*, Proc. IRE 50, 428-431, 1962 [No. 4].

[6] J. M. Fraser, D. B. Bullock et N. G. Long, *Over-all characteristics of a TASI system*, Bell Syst. tech. J. 41, 1439-1454, 1962 [No. 4].

[7] H. Dudley, *Remaking speech*, J. Acoust. Soc. Amer. 11, 169-177, 1939.

[8] F. H. Slaymaker, *Bandwidth compression by means of vocoders*, IRE Trans. on Audio AU-8, 20-26, 1960.

[9] N. Valentini, *The dynamics compressor-expander (compandor) in telephony*, Telettra No. 2, 12-22. Sept. 1954

[10] F. de Jager et J. A. Greefkes, *« Frena », un système pour la transmission de la parole aux niveaux de bruit élevés*, Rev. Tech. Philips 19, 69-80, 1957/58.

[11] G. Jacobs, *Radio interference-suicide or challenge*, IRE Trans. on radio frequency interference RFI-4, No. 2, 21-23, 1962.

[12] Th. J. van Kessel, F. L. H. M. Stumpers et J. M. A. Uyen, *A method for obtaining compatible single-sideband modulation*, E.B.U. Rev. Part. A, No. 71, 12-19, 1962.

[13] K. Teer, *Investigations into redundancy and possible bandwidth compression in television transmission*, Philips Res. Repts. 14, 501-556, 1959 et 15, 30-95, 1960.

[14] K. Teer, *Colour television transmission*, Electronic and Radio Engr. 34, 280-286, 326-332, 1957.

[15] M. J. E. Golay, *Notes on digital coding*, Proc. IRE 37, 657, 1949.

[16] R. W. Hamming, *Error detecting and error correcting codes*, Bell Syst. tech. J. 29, 147-160, 1950.

[17] W. W. Peterson, *Error correcting codes*, M.I.T. Press, 1961.

[18] F. de Jager et P. J. van Gerwen, *CO-modulation, a new method for high speed data transmission*, IRE Trans. on information theory IT-8, 285-290, 1962 [No. 5].

a. b.

Sulla fisiologia del colore in TV

SI È MOLTO discusso in questi ultimi tempi sulle caratteristiche di una immagine televisiva a colori in relazione alla scelta di uno « standard » di TV a colori per l'Europa.

E fra le molte argomentazioni invocate a difesa dei vari sistemi proposti, predominava l'apprezzamento della qualità cromatica dell'immagine riprodotta sullo schermo dei televisori.

È ben vero che esiste una scienza colorimetrica che disciplina con rigore astratto la teoria dei colori derivanti dai tre primari fondamentali.

Anzi, per maggiore verità, o se vogliamo per logica ipercritica, anche la teoria dei tre colori primari, enunciata da Newton sin dal 1680, è stata ancora recentemente attaccata da molti fisici sullo spunto delle recenti esperienze sulla cosiddetta « bicromia di Land ».

È noto infatti come Edwin Land, l'inventore del sistema fotografico « Polaroid », riprendendo delle esperienze già effettuate da Fox e Hichey sino dal 1914 e proseguite più tardi da Bernardi (1929), sia riuscito ad ottenere delle immagini riproducenti i tre colori fondamentali, impiegando però solamente due od anche uno solo di tali colori.

La tecnica usata da Land era la seguente.

Della scena da riprodurre venivano prese due fotografie in bianco-nero (diapositive) attraverso un filtro verde ed un filtro rosso.

Proiettando poi le due diapositive in bianco-nero così ottenute (in modo da sovrapporre sullo schermo le due immagini) con una normale luce bianca ed interponendo unicamente un filtro rosso nella proiezione della diapositiva già ottenuta con filtro rosso, otteneva una magnifica immagine a pieni colori naturali, seppure un po' pallidi.

Il Land è poi riuscito a migliorare la resa cromatica delle immagini così ottenute, impiegando nella proiezione un filtro verde per la diapositiva filtrata in verde, ed un filtro giallo per la diapositiva filtrata in rosso.

Queste esperienze, condotte dal Land e dai suoi collaboratori nel 1955, sollevarono molte discussioni fra fisici e scienziati d'ogni Paese senza però trovarne una precisa spiegazione.

Si dovette comunque convenire che la originale teoria dei colori (primari additivi, rosso, verde e blu) di Newton, vecchia di quasi mezzo secolo, appoggiata più tardi (1801) dallo Young con la teoria del tristimolo, cioè che l'occhio contenga tre tipi di terminazioni nervose sensibili per ciascuno dei colori primari, è puramente una ipotesi senza prove certe.

Sta comunque il fatto che anche Maxwell nel 1855 presentò la prima fotografia a colori, impiegando tre diapositive in bianco-nero riprese con filtri rosso, verde e blu, e proiettate in sovrapposizione con gli stessi filtri. Si potrebbe anche dire che se Maxwell si fosse scordato di inserire in proiezione i filtri verde o blu, forse la teoria dei colori avrebbe preso un altro corso.

Ma senza insistere oltre su questa specie di processo all'attuale, ma pur sempre valida teoria colorimetrica di Maxwell, dobbiamo ammettere la nostra completa ignoranza sulla conformazione e sul funzionamento del nostro organo visivo, dal quale unicamente dipende la sensazione del colore da parte di ciascun individuo.

Per la cronaca diremo anzi che sono stati fatti molti tentativi di applicare il « colore di Land » alla televisione, senza però ottenere soddisfacenti risultati pratici.

Da quanto precede, appare quindi logico e ragionevole che ogni apprezzamento di qualità sulle immagini televisive a colori, non debba potersi fare in termini di astratta colorimetria, ma bensì introducendo concetti fisiologici e psicologici derivanti dalle reazioni dell'osservatore.

In altre parole, un'immagine può essere « bella » o di « alta qualità » più che per il fatto di riprodurre fedelmente i colori della scena originale, *per la sua tonalità e gradevolezza generale.*

Lo scopo principale di un'immagine televisiva a colori, è di riuscire gradevole e procurare il massimo godimento all'osservatore, le cui reazioni sono invero, molto variabili da persona a persona.

Valga a questo proposito un interessante esperimento effettuato recentemente da una organizzazione scientifica francese.

Di due celebri dipinti (un Gauguin ed un Goya) vennero approntate delle eccellenti riproduzioni in grandezza naturale, a stampa a colori, usando due diverse serie di inchiostri. Di ciascuno dei due quadri vi era pertanto l'originale e due copie con inchiostri diversi. Le due terne di quadri ugualmente incorniciate sotto vetro, vennero esposte affiancate ad una distanza di tre metri da gruppi di osservatori che vi sfilavano dinanzi. Veniva chiesto ad ognuno degli osservatori qual era il migliore e più gradevole dei quadri di ciascuna delle due terne.

Le risposte furono: 15% per il dipinto originale; 60% per la riproduzione A; 25% per la riproduzione B.

Ciò sta ad indicare che le riproduzioni davano maggior godimento soggettivo dell'originale e che le reazioni visive dei vari osservatori erano molto diverse.

Nel caso specifico della televisione poi, si deve considerare che i tre colori primari non hanno possibilità di correzioni, come si verifica nella stampa (inchiostri) o nella fotografia (filtri), poichè sono legati alla luminescenza fisica dei tre « fosfori » rosso, verde e blu del cinescopio. Ciò rende ancor più precaria la caratteristica di fedeltà cromatica della scena riprodotta nei rispetti di quella originale. E tutto ciò sta ancora a dimostrare la inutilità e futilità delle discussioni ed argomentazioni sulla pretesa fedeltà di colore data dal tale o tal'altro sistema.

È perfettamente giustificato invece parlare di qualità o meglio gradevolezza di un'immagine televisiva a colori, a condizione però di poterne modificare e dosare le tinte a seconda del gusto personale dell'osservatore: e ciò costituisce un punto di superiorità della immagine televisiva nei rispetti della stampa o della foto che non consentono alcun adattamento o correzione immediata.

Comunque anche nella fotografia a colori, che da decine di anni è di uso corrente, si verificano situazioni analoghe che sono ormai normalmente accettate da chi ne fa uso.

È noto infatti che il tale o il tal'altro tipo di pellicola a colori (a seconda del fabbricante) è caratterizzato da una tinta « dominante » della quale si tiene conto nella presa fotografica, ove inoltre esiste un certo margine di correzioni cromatiche adottando dei filtri opportuni.

Queste considerazioni conducono pertanto alla preferenza di un televisore che possegga una certa elasticità di controllo della tonalità dei colori e della loro saturazione.

E solo in queste condizioni la ricezione di un programma a colori potrà essere fonte di un godimento artistico enormemente superiore a quello derivante da una visione in bianco-nero.

Chi si accosta al colore, ritorna con riluttanza alle immagini in bianco-nero. Il colore è la vita, è la realtà che ci circonda. *A.*

dott. ing. Alessandro Banfi

I protagonisti della TV a colori*

La televisione a colori è ormai alla porta anche in Europa. Sono note le recenti vicende a singhiozzo, non prive anche di una certa drammaticità, che hanno caratterizzato il travaglio di varie Commissioni tecniche internazionali per lo studio e la scelta di un sistema unificato da adottarsi per l'Europa, conclusosi purtroppo ultimamente con un «nulla di fatto» alla riunione del C.C.I.R. a Vienna.
Il problema della scelta dello «standard» a colori è pertanto tuttora aperto, mentre si delineano chiari sintomi di volontà d'intesa fra i vari Paesi europei interessati e fra i «leaders» dei tre sistemi in palio.
Ed è appunto di questi ultimi che vogliamo parlare, illustrando ai nostri lettori la loro genesi storica e l'attuale consistenza scientifico-industriale sul piano operativo di sviluppo presente e futuro, trascurando i dettagli della tecnica funzionale dei tre sistemi NTSC, SECAM e PAL, già trattati in varie riprese su l'antenna.
Iniziamo questa nostra inchiesta col SECAM, riservandoci di dedicare i prossimi numeri al NTSC ed al PAL.
Creatrice del SECAM è la Compagnie Française de Television, creatrice del NTSC è la R.C.A., creatrice del PAL è la Telefunken.

Henry de France, l'inventore del sistema SECAM.

NELL'IMMEDIATO dopo guerra, sorse a Parigi una società per l'industria radioelettrica, la RADIO INDUSTRIE, che si dedicò in modo particolare alla televisione, che allora stava muovendo i primi passi in sede europea.

Direttore tecnico di questa società, oggi scomparsa, era il Sig. Henry de France, un giovane tecnico sperimentatore, appassionato ai problemi della televisione.

Ricordiamo che lo «standard» francese ad alta definizione, a 819 righe, è legato al nome di tre uomini, Worms e De France, rispettivamente Presidente e Direttore della «RADIO INDUSTRIE» e Mitterand, Ministro dell'Informazione, che lo fecero adottare ufficialmente dalla Francia nel 1948. Ricordiamo ancora, per la storia, che in concorrenza allo standard 819 righe, ve n'era un altro a ben 1000 righe di definizione, elaborato da Barthlemy della COMPAGNIE DES COMPTEURS, per un'auspicata «plus belle television du monde».

Henry de France incominciò ad interessarsi ben presto anche della televisione a colori e nel 1956 presentò una sostanziale modifica del sistema NTSC, da poco apparso, secondo un sistema a sequenza di riga, che però non ebbe seguito a causa di un disturbante «flicker» di riga.

Nel frattempo, per difficoltà finanziarie, la RADIO INDUSTRIE cessò la propria attività e De France passò dopo qualche tempo, a collaborare come consulente, con una società di nuova creazione, la COMPAGNIE FRANÇAISE DE TELEVISION, associata al grande gruppo industriale elettronico francese C.S.F. (COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL).

E presso la COMPAGNIE FRANÇAISE DE TELEVISION (C.F.T.), vennero riprese le ricerche nel campo della televisione a colori, che, con l'intervento di una schiera di valenti tecnici, guidati da Henry de France, giunsero nel 1961 alla creazione del nuovo sistema SECAM.

Ricordiamo qui brevemente le caratteristiche essenziali del SECAM che lo differenziano fondamentalmente dal NTSC.

Le due informazioni cromatiche di differenza di colore non vengono trasmes-

(*) Nostra inchiesta particolare

Un angolo del Laboratorio ricerche della C.F.T.

Maurice Ponte, Presidente della C.S.F.

se simultaneamente, bensì sequenzialmente lungo coppie di righe di scansione adiacenti: si rende pertanto necessario dimezzare il numero di righe utili per l'analisi cromatica verticale, cosa però perfettamente accettabile a causa della limitata risoluzione cromatica dell'occhio, e già correntemente ammessa nell'analisi orizzontale. Dovendo pertanto trasmettere costantemente una unica informazione cromatica, si è ricorsi ad una sottoportante di colore, interlacciata con lo spettro video di luminanza, modulata di frequenza.

Dai sommari dati tecnici ora accennati, risulta che il sistema SECAM, richiede due particolari elementi circuitali: una coppia di commutatori elettronici, ed una linea di ritardo di 64 microsecondi (tempo di scansione di una riga) nello « standard » a 625 righe).

La linea di ritardo ha costituito per qualche tempo una notevole difficoltà per i primi sviluppi del SECAM. Inizialmente vennero sperimentate delle linee di ritardo ultrasoniche ceramiche ed a riflessioni multiple in cristalli.

Si ripiegò successivamente su linee in vetro della Corning Glass piuttosto costose, per giungere infine all'attuale tipo di linea di ritardo a barretta d'acciaio, studiata e sviluppata nei laboratori della C.F.T.

Questi laboratori sono in continua, instancabile attività per affinare e perfezionare circuitalmente il televisore onde renderne la costruzione sempre meno costosa.

Gli ultimi risultati possono ritenersi particolarmente lusinghieri, tanto che il più recente televisore SECAM viene ad avere una produzione lievemente inferiore a quello di un televisore americano RCA, oggi costruito in grande serie.

La C.F.T. ha anche pensato al servizio di assistenza tecnica per i televisori SECAM in un prossimo futuro di grande diffusione della TV a colori, realizzando un ingegnosissimo quanto pratico strumento portatile, chiamato « *servochrom* », che consente di controllare e regolare tutti i circuiti cromatici del televisore, mediante diretto confronto di colori sullo schermo del televisore stesso.

L'attività del laboratorio ricerche della C.F.T., sotto la direzione del Dott. Cohen, ha recentemente portato allo sviluppo di un nuovo tipo di tubo catodico tricromatico a 3 cannoni, ma di costruzione meno complessa e meno costosa di quella del tubo « shadowmask » RCA, sinora impiegato correntemente dai costruttori di televisori a colori.

Il nuovo cinescopio C.F.T. è un tubo a doppia post-accelerazione, con focalizzazione a griglia elettrostatica.

È munito di uno schermo piano in vetro rettangolare (contenuto nel classico bulbo in vetro sotto vuoto) sulla cui faccia rivolta verso i 3 cannoni, sono deposte delle strisce verticali adiacenti, di fosfori rosso, verde e blu. A breve distanza da tale schermo fosforico è affacciata una griglia costituita da fili metallici verticali paralleli distanti circa 1/10 di millimetro.

La funzione della griglia è unicamente quella di accelerare gli elettroni dei pennelli, paralizzandoli sulle strisce fosforiche dello schermo. La trasparenza elettrica di tale griglia è grandemente superiore a quella della maschera forata del tubo « shadowmask » RCA, ciò che consente di ottenere una lumi-

Montaggio e collaudo di televisori a colori SECAM presso la C.F.T.

Henry Peyroles, Direttore Generale della C.F.T.

nosità delle immagini quasi tre volte maggiore. Altri vantaggi funzionali di questo tubo, nei rispetti di quello RCA, sono la ridotta potenza di deflessione (35 W) e la ridotta tensione di modulazione dei cannoni (25 - 30 V).

La C.F.T. ha affidato l'ulteriore sviluppo tecnologico e la definitiva produzione di questo cinescopio tricromico alla Società SELIT-RAYTHEON di Palermo. I primi esemplari potranno essere disponibili sul mercato entro il prossimo anno.

Fra i capi responsabili della C.F.T. possiamo citare, dopo il Direttore Generale Henry Peyroles, i direttori tecnici Cassagne, Melchior e Bonard, che hanno tra l'altro organizzato e diretto numerose dimostrazioni del sistema SECAM in varie nazioni europee e nell'URSS, che ha adottato ufficialmente il SECAM, e con la quale la C.F.T. ha recentemente concluso un accordo di collaborazione commerciale per la produzione di televisori a colori.

Se di recente l'America ha dichiarato che la TV a colori sta divenendo un grosso affare di miliardi di dollari, non vi è dubbio che lo sarà anche per la Francia in un prossimo futuro, con l'adozione sempre più diffusa del SECAM.

La forza del SECAM risiede nella sua praticità, elasticità e sicurezza d'impiego, che fanno largamente tollerare alcuni innegabili difetti di secondaria importanza.

Ciò è apparso evidente in numerose prove comparative fra i 3 sistemi in palio, effettuate in varie nazioni, per la scelta dello standard di TV a colori, pur tenendo presente che i criteri di giudizio differivano da nazione a nazione, a seconda di tipiche esigenze locali (orografia, propagazione, intercollegamenti, ecc.).

Comunque i maggiori coefficienti di merito a favore del SECAM sono essenzialmente due: anzitutto la semplicità d'uso del televisore nel quale la regolazione cromatica dell'immagine è ridotta a due soli comandi: contrasto ed intensità. Esattamente come in un normale televisore in bianco-nero.

In secondo luogo la facilità di registrazione su nastro magnetico, praticamente come per il bianco-nero.

Attualmente l'attività della C.F.T. è dedicata in prevalenza alle ricerche e sviluppi di laboratorio per il costante perfezionamento del sistema SECAM sia nel campo trasmittente che in quello ricevente, nell'intento di eliminare o ridurre al minimo alcuni difetti funzionali.

La fabbrica situata nel sobborgo parigino di Levallois-Perret ha un organico di circa 300 persone, e produce una decina di televisori a colori al giorno oltre ad apparecchiature trasmittenti, il tutto destinato prevalentemente all'estero.

È comunque fuor d'ogni dubbio che le recenti affermazioni del SECAM, in campo internazionale, sono dovute, almeno al 50%, ad azioni di alta diplomazia di Stato.

Per concludere questa rapida rassegna informativa su uno dei tre protagonisti della grande battaglia per la televisione a colori europea, diciamo che sebbene alcune nazioni, fra le quali Inghilterra e URSS, avrebbero deciso di iniziare un servizio regolare se pur ridotto di TV a colori entro il 1967, la Francia punta sul 1968 od anche più tardi.

A.

Gianfranco Rosso

Riduzione dei tempi di commutazione dei transistori funzionanti a impulsi

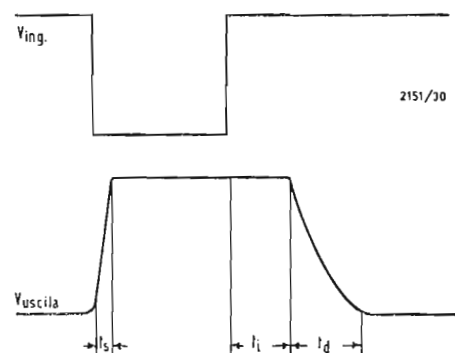



Fig. 1a - Impulso d'uscita di un transistore.

1. - INTRODUZIONE

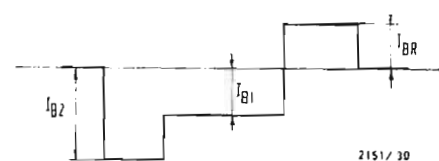
Uno dei problemi maggiori che si presentano nella realizzazione di circuiti a transistori per impieghi di commutazione (quali i circuiti invertitori, i relè statici, i multivibratori, ecc.) consiste nella deformazione che subisce l'impulso di comando quando esce, amplificato, dal collettore. Infatti occorre tener presente i vari ritardi che introduce il transistore, cioè il tempo di salita dell'impulso all'attacco, ed il tempo di discesa al termine dello stesso. A questi due s'aggiunge il cosiddetto tempo di immagazzinamento (storage time) che necessita di una piccola spiegazione. Quando il transistore è notevolmente saturato, le cariche emesse dall'emettitore non vengono smaltite con velocità sufficiente dal collettore e si accumulano quindi nella base, restandovi praticamente « immagazzinate ». Quando cessa l'impulso di comando la corrente di collettore continua a fluire con intensità immutata per tutto il tempo necessario a scaricare queste cariche sovrabbondanti; solo dopo che è passato questo tempo di immagazzinamento la corrente di collettore comincia a diminuire e si può parlare di tempo di discesa. Questo fenomeno, come si è detto, è dovuto ad uno stato di sovrasaturazione, quindi non si verifica se il transistore è comandato in base da una corrente appena sufficiente a saturarlo. Riportiamo, per maggior chiarezza in fig. 1a) l'andamento della tensione di collettore di un transistore pilotato da un impulso rettangolare. Su di essa si possono vedere, indicati rispettivamente con t_s, t_i, e t_d i tempi di salita, immagazzinamento e discesa. Per poter ridurre ai minimi termini questi tre ritardi occorrerebbe che l'impulso di comando avesse la forma riportata in fig. 1b). In questo caso infatti il valore I_{B2} è molto elevato e tale da dare una buona sovrasaturazione nell'istante iniziale (in questo modo si abbrevia il tempo di salita); dopo che il transistore è commutato, per tenerlo in questo stato è sufficiente e conveniente far circolare una corrente minore I_{B1}, proprio per evitare il tempo di immagazzinamento. In ultimo, un impulso di corrente inversa I_{BR} facilita notevolmente il blocco riducendo il tempo di discesa.

Fig. 1b - Impulso di comando « ideale » per un transistore.

Ovviamente non è possibile ricavare degli impulsi di comando di questa forma, ma si utilizzano dei segnali rettangolari. Si realizzano pertanto dei circuiti opportuni per il miglioramento dei tempi di commutazione e che tendono a far sì che il transistore risulti pilotato con una corrente il più possibile simile a quella di fig. 1b). Ci proponiamo appunto di conoscere ed analizzare questi circuiti.

2. - CIRCUITO N. 1

Questo circuito il cui schema è riportato in fig. 2 necessita, per i nostri scopi, di una sorgente di tensione apposita (di polarità contraria a quella d'alimentazione); tensione che comunque è utile per più motivi e che, specie negli apparati sufficientemente complessi, cioè con un buon numero di componenti, è molto spesso adottata. La soluzione circuitale atta alla riduzione dei tempi di commutazione è inserita nel circuito di base e consta, oltre alla polarizzazione positiva, di un condensatore che shunta la resistenza inserita in serie alla base. Questo circuito, come si vedrà fra breve, serve per migliorare sia il tempo di salita che il tempo di discesa. Si suppone che il comando del dispositivo provenga dal collettore del secondo transistore di un bistabile, come è illustrato in fig. 3. Si verificheranno pertanto due casi distinti; quando T_2 è in saturazione si avrà in uscita una tensione che chiameremo V_{on} ed il cui valore si aggirerà su $-0{,}3 \div 0{,}5$ V con una resistenza verso massa pressochè nulla poichè T_2, in piena conduzione, collega praticamente la massa al suo collettore. Nel secondo stato T_2 risulterà interdetto, pertanto la tensione sul suo collettore avrà un valore (V_{off}) alto, e negativo nel nostro esempio, che s'avvicina a quello d'alimentazione $-V_{CC}$; in questo caso presenterà una resistenza che è data praticamente dal parallelo tra R_l ed R_1

Fig. 2 - Schema del circuito n. 1.

in quanto, con T_1 in saturazione, la resistenza R_1 risulta praticamente a massa (ed R_l lo è attraverso l'alimentazione).

In breve il funzionamento del circuito si spiega nel modo seguente. In condizioni di riposo la tensione $+ V_{BB}$ polarizza in senso inverso la giunzione base emettitore in modo da assicurare che il transistore risulti interdetto anche per valori di temperatura, e quindi di I_{Co}, elevati. Quando giunge un impulso di comando (negativo) questo, che dovrebbe dividersi nel partitore costituito da R_1 e dalla resistenza interna della giunzione base-emettitore (R_{be}) viene, nell'istante iniziale shuntato dalla capacità di C in modo che in un primo momento un segnale molto forte (praticamente tutto V_1 presente sul punto A) risulta applicato in base, cosicchè il transistore si trova in condizioni di sovrasaturazione e commuta velocemente. Passato il primo istante, il condensatore è ormai carico e presenta quindi resistenza infinita; il segnale d'ingresso viene quindi necessariamente ripartito dalle due resistenze e sulla base risulta di valore ridotto. In queste condizioni il transistore continua a condurre ma non è più sovrasaturato in modo che, al terminare dell'impulso di comando, richiede meno tempo per interdirsi. La ripidità della discesa è facilitata, oltre che dalla considerazione precedente, specialmente dal fatto che, al cessare dell'impulso, cioè al salire della tensione sul punto A dal valore V_{off} a V_{on} (ad esempio da — 10 V a — 0,4 V) corrisponde un impulso positivo di pari ampiezza sull'armatura del condensatore collegato sulla base per cui, analogamente a quanto si verificava all'inizio della conduzione, anche nell'istante in cui deve cominciare il blocco del transistore questo ha in base una tensione decisamente positiva che lo interdice in modo rapido. Terminato il transiente sul condensatore, il circuito si trova nelle condizioni di riposo da cui è partito ed è pronto per un nuovo impulso.

Esaminiamo ora il suo funzionamento dal punto di vista quantitativo, studiando separatamente le varie fasi della commutazione:

a) condizione di blocco. Il transistore è interdetto; sul suo ingresso A è presente una tensione $V_1 = V_{on}$ solo leggermente negativa (— 0,4 V). Per poter garantire che il transistore sia bloccato anche nel caso di funzionamento a temperatura elevata occorre assicurarci che il valore massimo della corrente termica I_{CBo} che, circolando in base, tende a polarizzarla in senso diretto e quindi a far condurre il transistore, sia controbilanciato da una corrente in senso contrario proveniente da $+ V_{BB}$. A questo scopo si sceglie un valore di tensione leggermente positivo da applicare alla base (ad esempio fissiamo $V_B = + 100$ mV); in questo modo, noto il valore della resistenza R_1 si può ricavare il valore della corrente che la percorre; infatti si ha:

$$I_1 = \frac{|V_{on}| + |V_B|}{R_1}$$

$$\left[\text{nell'esempio sarebbe } \frac{0{,}4 + 0{,}1}{R_1}\right]$$

Questa corrente, col verso indicato in figura, 2 s'unisce alla I_{CBo} nel punto B e raggiunge l'alimentazione $+ V_{BB}$; si ha quindi: $I_{Rb} = |I_1| + |I_{CBo}|$ di conseguenza, stabilito a priori il valore della tensione $+ V_{BB}$ resta determinato R_b in quanto si ha:

$$R_b = \frac{V_{BB}}{I_{Rb}};$$

tenendo conto delle tolleranze sia dei resistori che dei parametri del transistore, si sceglierà per R_b un valore un po' minore.

b) condizione di conduzione (senza saturazione). Si presume il transistore nello stato di conduzione dopo che è terminato il transitorio sul condensatore C che è quindi ormai carico e non ha più alcuna influenza sul circuito. Applicando il teorema di Thevenin al circuito d'ingresso del transistore connesso a quello di comando e tagliando

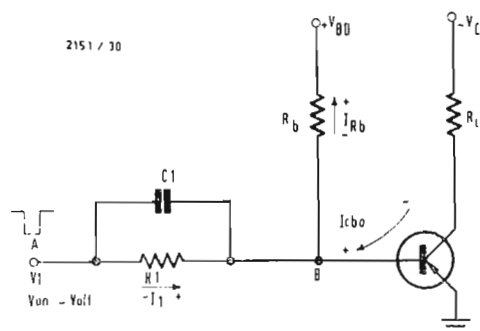
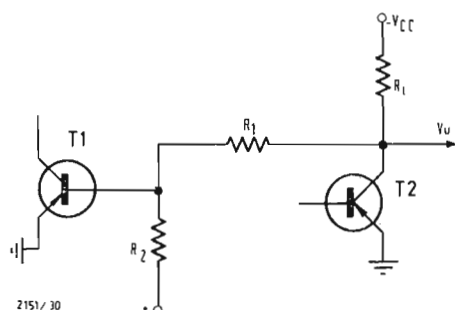



Fig. 3 - Bistabile che pilota il circuito n. 1 (e seguenti).

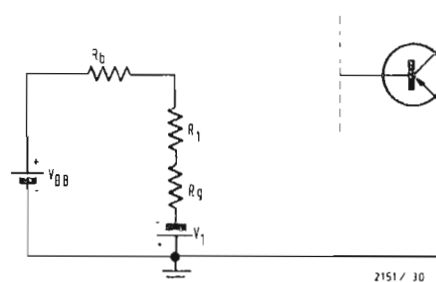



Fig. 4 - Circuito equivalente a quello di fig. 2 nello stato di conduzione (senza sovrasaturazione)

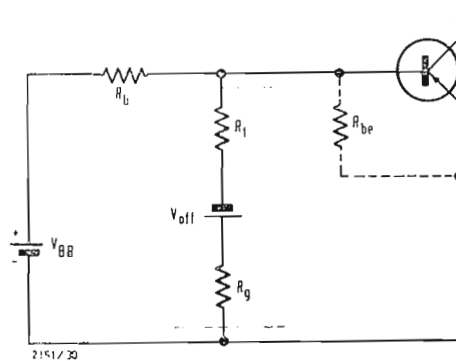



Fig. 6 - Circuito equivalente a quello di fig. 1 nello stato di inizio conduzione.

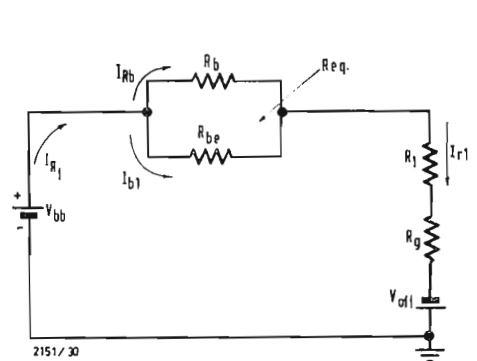



Fig. 7 - Circuito equivalente al precedente, dopo aver applicato il teorema di Thevenin.

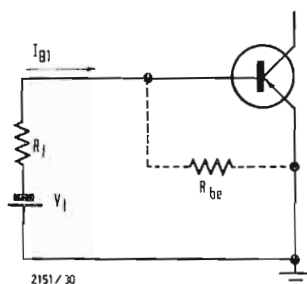



Fig. 5 - Circuito precedente, semplificato.

il circuito sulla base, si ottiene lo schema di fig. 4 dove R_g rappresenta la resistenza del generatore come è stato detto all'inizio del paragrafo e V_1 vale ora V_{off}.

Con ovvie semplificazioni s'ottiene lo schema di fig. 5 in cui:

$V_t = |V_{BB}| - |V_1|$;

$$R_t = \frac{(R_1 + R_g)R_b}{R_1 + R_g + R_b}$$

da cui si ottiene

$(R_t + R_{be}) = V_t/I_{B1}$.

La corrente I_{B1} necessaria per la buona conduzione (senza però sovrasaturazione) è fissata dalle caratteristiche del transistore, pertanto il valore di R_1 risulta determinato. Occorre verificare che i valori di R_1 ed R_b calcolati al punto precedente s'accordino con quelli necessari per rispettare quest'ultime formule; in caso contrario si dovrà procedere per successivi compromessi.

c) condizioni di inizio conduzione. In questo intervallo di tempo, brevissimo, tutto l'impulso applicato in A è presente sulla base del transistore in quanto il condensatore si presenta come un cortocircuito. In base circola quindi una corrente di valore $I_{B2} > I_{B1}$. Indichiamo con:

t_s = tempo di salita dell'impulso di comando (V_1);

$\Delta_v = |V_{off}| - |V_{on}|$ = escursione dell'impulso di comando;

I'_{R1} = corrente in R_1 che si ha all'istante della commutazione (per I_{B2});

I_{R1} = corrente in R_1 che si ha in conduzione stabilizzata (per I_{B1}).

Sulle armature del condensatore sarà immagazzinata una quantità di elettricità Q che è data dal prodotto della corrente circolante per il tempo in cui essa circola, cioè $Q = (I'_{R1} - I_{R1})\, t_s$; si può quindi ricavare il valore migliore di capacità conoscendo il salto di tensione ai suoi capi; infatti si ha: $C = Q/\Delta V$.

Ricaviamo ora i valori delle correnti in gioco in questo istante:

1) calcolo di I_{R1}; applichiamo il teorema di Thevenin al circuito riportato in fig. 6 e tagliamo il ramo centrale. In questo modo si passa al circuito equivalente di fig. 7 da cui si può nuovamente vedere che la corrente I_{R1} si divide nelle due I_{B1} e I_{Rb}; osserviamo inoltre che il parallelo tra R_{be} ed R_b, che indicheremo con R_{eq} vale con buona approssimazione R_{be} in quanto essa risulta molto minore dell'altra. Si ottiene quindi:

$$I_{R1} = \frac{|V_{BB}| + |V_{off}|}{R_{eq} + R_1 + R_g}$$

che risulterà poco maggiore di I_{B1}.

2) calcolo di I'_{R1}; considerato che le correnti circolanti nella R_1 sono costituite essenzialmente da quelle circolanti in base, possiamo fissare il valore di I'_{R1} basandoci sul rapporto $n = I_{B2}/I_{B1}$; otteniamo quindi:

$I'_{R1} = n\, I_{R1}$.

d) condizione di inizio bloccaggio. Indichiamo con I_{BR} la corrente inversa che vogliamo far circolare nella base per un blocco repentino del transistore. Essa viene fornita in piccola parte dalla tensione $+V_{BB}$ attraverso R_b ma è determinante, all'inizio del blocco, il salto di tensione ai capi del condensatore. Infatti, terminato l'impulso di comando, la tensione sul punto A passa da V_{off} a V_{on} ed un analogo salto ΔV di tensione (in senso positivo) si ha sulla base. Possiamo nuovamente scrivere, indicando con t_d il tempo di discesa dell'impulso pilota:

$$I_{BR} = \frac{Q}{t_d} = \frac{C\Delta V}{t_d}$$

Per migliorare la risposta al bloccaggio conviene quindi aumentare C e diminuire il valore di R_b. Abbiamo così finito l'esame del funzionamento di questo circuito; qualora non si disponga della sorgente di alimentazione positiva si può usare il circuito semplificato indicato in fig. 8 in cui si fa affidamento soltanto sull'azione del condensatore rinunciando alla sicurezza

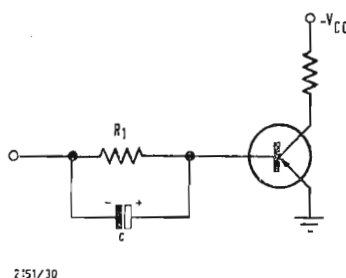



Fig. 8 - Circuito simile a quello di fig. 2 in cui si rinuncia all'alimentazione positiva V_{BB}.

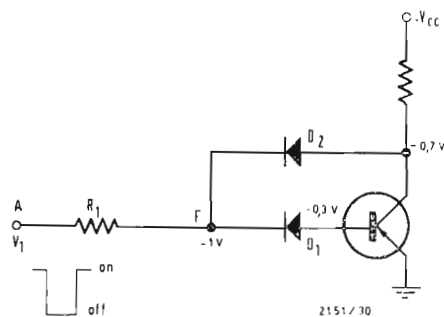



Fig. 9 - Schema del circuito n. 2.

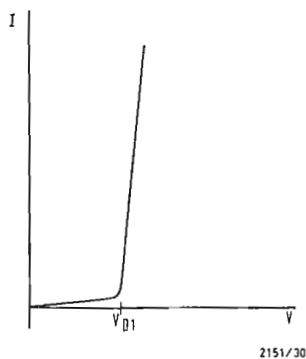



Fig. 10 - Rappresentazione schematica della caratteristica diretta di un diodo (V_D indica la tensione di ginocchio).

del blocco che era fornita dalla presenza di una tensione leggermente positiva, sulla base.

3. - CIRCUITO N. 2

A differenza del precedente, il circuito ora in esame, che è riportato nella fig. 9 funziona con una sola tensione di polarizzazione ed è quindi utile in complessi di piccole dimensioni. Il dispositivo impiegato, che permette il miglioramento sia del tempo di salita che di quello di discesa è costituito da due diodi, l'uno al silicio e l'altro al germanio, collegati in modo opportuno. Per la comprensione del suo funzionamento, occorre ricordare che un diodo, quando è polarizzato in senso diretto, presenta una caratteristica, che è stata schematizzata in fig. 10, sulla quale si può vedere la cosiddetta tensione di ginocchio (che indicheremo con V_D) che è sempre presente ai capi del diodo anche quando circola una corrente piccolissima; in altre parole se il diodo è polarizzato direttamente, ai suoi capi vi è sempre una tensione fissa pari a V_D.

Il suo valore è diverso secondochè si tratti di una giunzione al germanio od al silicio e precisamente nel primo caso V_D vale circa $0{,}3 \div 0{,}4$ V, nel secondo s'aggira sui $0{,}6 \div 0{,}7$ V. È proprio sfruttando questa differenza di tensione (che possiamo chiamare di riferimento) che è possibile utilizzare il circuito in parola. Vediamone quindi il funzionamento.

Sul terminale A d'ingresso viene applicata una tensione decisamente negativa in modo da mandare il transistore in completa saturazione; in questo modo ci si assicura che il tempo di salita sia brevissimo in quanto il transistore risulta sovrasaturato (e supponiamo che il valore di tensione necessario a questo scopo sia di 0,3 V tra base e massa). Il segnale di comando si ripartirà quindi tra la resistenza R_1, la giunzione base-emettitore del transistore ed il diodo D_1 che è al silicio per cui ai suoi capi si stabilizzano, poniamo, 0,7 V. Nel punto F si ha quindi una tensione negativa di 1 V. Sistemato in questo modo il tempo di salita, occorre preoccuparci del tempo di discesa che notoriamente, nel caso di transistori molto saturati, diventa particolarmente lungo in quanto si aggiunge il tempo di immagazzinamento. Il diodo D_2 è del tipo al germanio ed ai suoi capi si stabilirà una tensione di circa 0,3 V. In questo modo quando la tensione sul collettore sale dal valore $-V_{CC}$ verso zero per effetto della saturazione, raggiunge un valore (nel nostro esempio, $-0{,}7$ V) a cui D_2 comincia a condurre ed impedisce che il punto C salga ad un valore meno negativo. In altre parole, partendo dal punto F in cui si ha una tensione di -1 V, D_1 presenta una caduta di tensione di 0,7 V per cui sulla base del transistore si ha $-0{,}3$ V; D_2 ha una caduta di tensione di 0,3 V e sul collettore si hanno $-0{,}7$ V.

Come si vede, in questo modo si impedisce che la tensione di collettore diventi minore (cioè meno negativa) di quella di base per cui pur essendo il transistore saturato, si impedisce che si accumulino cariche e si elimina totalmente il tempo di immagazzinamento.

Vediamo ora il dimensionamento di questo circuito che nella letteratura tecnica viene detto «back clamping». Si stabilisce la corrente di base I_{B2} necessaria per portare il transistore bene in saturazione, con il tempo di salita voluto; quindi, sulla caratteristica d'ingresso del transistore si ricava il valore di tensione di base corrispondente (V_{BE}). Conseguentemente la tensione sul punto F sarà: $V_F = V_B + V_{D1}$ essendo V_{D1} la tensione di ginocchio di D_1. A questo punto possiamo calcolare il valore di R_1 (notiamo che, presupponendo di trovarci nella condizione in cui il transistore sta per commutare, il diodo D_2 è interdetto perchè sul collettore c'è ancora l'intera tensione negativa d'alimentazione). Si ha quindi:

$$R_1 = \frac{V_{1off} - V_F}{I_{B2}}$$

(V_{1off} indica al solito il valore di tensione negativa di comando). Termi-

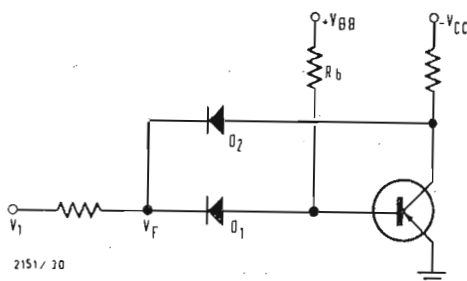



Fig. 11 - Circuito ricavato da quello di fig. 9 con l'aggiunta della controtensione positiva V_{BB}.

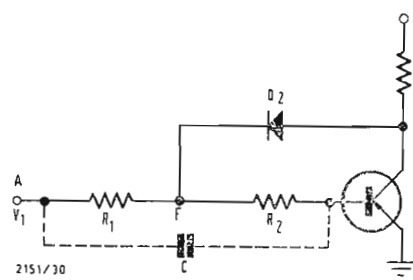



Fig. 12 - Circuito ricavato da quello di fig. 9 sostituendo il diodo D_1 con la resistenza R_2.

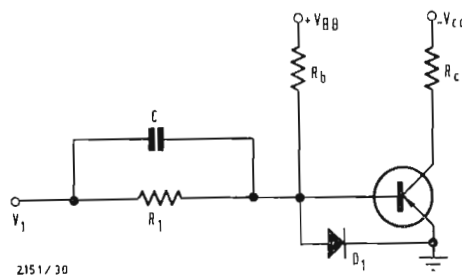



Fig. 13 - Schema del circuito n. 3.

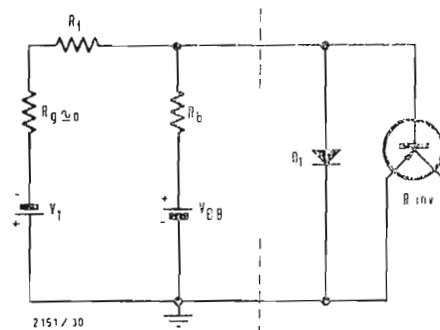



Fig. 14 - Circuito che riproduce il precedente nella condizione di blocco.

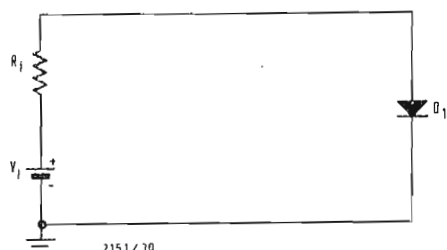



Fig. 15 - Schema della fig. 14 dopo aver applicato il teorema di Thevenin.

Fig. 16 - Caratteristica diretta del diodo D_1 del circuito n. 3.

nata la fase di commutazione, la tensione di collettore tende verso il potenziale di massa e resta determinata da $V_C = |V_F| - |V_{D2}|$; conseguentemente la differenza di potenziale tra collettore e base sarà data da $V_{CB} = V_{D1} - V_{D2}$ colla polarità negativa verso il collettore; in queste condizioni, in R_1 circola sempre una corrente pari ad I_{B2}, in quanto il potenziale sul punto F non varia, ma di essa, una parte, I_{B1} (cioè la corrente di base sufficiente alla buona conduzione del transistore ma che non lo sovrasatura) circola in base ed il rimanente, $I_{B2}, - I_{B1}$ viene derivato dal diodo D_2. Rispetto al circuito del paragrafo precedente si ha lo svantaggio che il generatore che comanda il commutatore deve sempre fornire una corrente di valore I_{B2} mentre nel caso precedente era sufficiente, tranne nell'istante della commutazione, una corrente I_{B1}.

4. - CIRCUITI MODIFICATI

Esaminiamo ora due circuiti che si possono considerare ricavati dal precedente. Il primo è riportato in fig. 11. Rispetto allo schema base si è aggiunta la controtensione positiva V_{BB} con la resistenza R_B, analogamente al circuito di paragrafo 2. In questo modo si migliora il tempo di caduta in quanto oltre ad annullare il tempo di immagazzinamento si diminuisce notevolmente quello di discesa.

Per il dimensionamento dei componenti si procede in questo modo. Si sceglie il valore di corrente inversa di base I_{BR} che garantisce un sicuro bloccaggio del transistore e si dimensiona R_1 in modo che nelle condizioni di conduzione la tensione d'ingresso V_1 fornisca una corrente sufficiente ad annullare la I_{BR} ed a far saturare il transistore. Si ha pertanto

$$R_1 = \frac{V_1 - V_F}{|I_{B2}| + |I_{BR}|}$$

(ricordiamo che in R_1 circola sempre la corrente I_{B2} di sovrasaturazione e non la I_{B1}).

La resistenza R_b deve essere dimensionata in modo che nello stato di conduzione del transistore, fornisca la corrente I_{BR} (che risulterà annullata da I_{B2}). Si ha cioè:

$$R_b = \frac{|V_{BB}| + |V_{BEon}|}{I_{BR}}$$

Quando cessa l'impulso in ingresso, la tensione V_1 sale verso il potenziale di massa ed il diodo D_1 si blocca. In base circola quindi la I_{BR} e ci assicura l'interdizione del transistore.

Il secondo circuito che è schematizzato in fig. 12 utilizza una resistenza R_2 al posto del diodo D_1 permettendo una certa economia nel costo del dispositivo. Il funzionamento è sempre lo stesso; si dimensionano R_1 ed R_2 in modo che circoli in base la solita corrente I_{B2}; si fissa cioè:

$$R_1 + R_2 = \frac{V_1 - V_{BEon}}{I_{B2}}$$

quindi si determina la resistenza R_2 in modo che, percorsa dalla corrente I_{B1} comporti sul punto F una tensione sufficientemente negativa da far condurre il diodo D_2 quando è necessario. Fissato il valore di V_F (ad esempio a -1 V) si ha:

$$R_2 = \frac{V_F - V_{BEon}}{I_{B1}}$$

e si può quindi ricavare il valore di R_1. Ovviamente conviene scegliere un diodo D_2 con una tensione di ginocchio bassa.

Questo circuito viene anche utilizzato per migliorare i tempi di salita e di discesa degli impulsi dei flip-flop. Se immaginiamo che la fig. 12 rappresenti una parte (per esempio la destra) di un circuito bistabile a due transistori, nel qual caso il terminale A sarebbe connesso al collettore dell'altro transistore, il condensatore C comunemente impiegato nei flip-flop per migliorare la commutazione deve essere disposto in parallelo ad ambedue le resistenze (come è tratteggiato in figura). Notiamo che il condensatore C ha nei bistabili lo stesso scopo che ha nel nostro circuito di fig. 2.

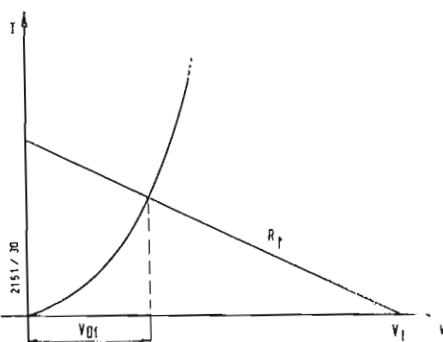
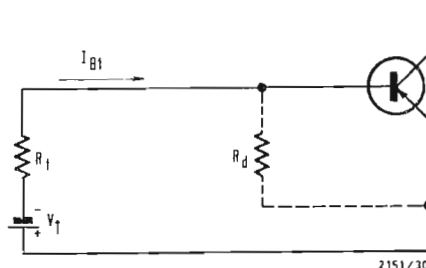



Fig. 19 - Circuito semplificato.

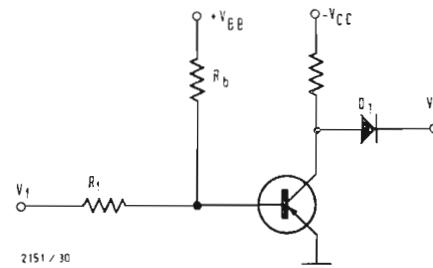



Fig. 20 - Schema del circuito n. 4.

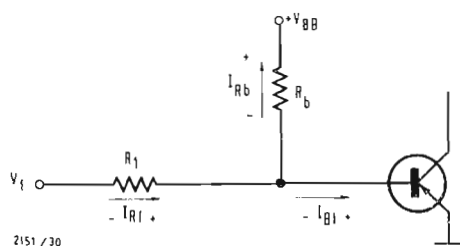



Fig. 17 - Circuito equivalente a quello di fig. 13 nello stato di conduzione.

Fig. 18 - Circuito analogo al precedente, a cui si applica il teorema di Thevenin.

5. - CIRCUITO N. 3

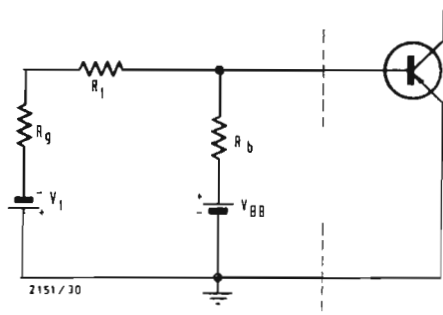
In questo caso, come si vede in fig. 13, il circuito è uguale a quello di fig. 2 in cui si è però inserito un diodo D_1 tra base ed emettitore con lo scopo di tener leggermente positiva la base rispetto all'emettitore, utilizzando sempre la tensione di ginocchio del diodo. Anche questo metodo, che agisce come i precedenti sul circuito di base del transistore, migliora tanto il tempo di salita quanto quello di discesa degli impulsi. Vediamo l'influenza del diodo nelle condizioni di saturazione e di bloccaggio:

a) condizione di blocco. Come è noto la tensione V_1 vale circa zero volt; il diodo D_1 conduce stabilendo un potenziale leggermente positivo in base. Per calcolare la tensione V_{D1} presente ai capi del diodo ridisegnamo lo schema del circuito come in fig. 14 dove R_g rappresenta la resistenza, pressochè nulla (vedi paragr. 2) del generatore degli impulsi di comando, V_1 la tensione di comando, e la giunzione base emettitore indicata presenta una resistenza molto elevata (essendo il transistore interdetto) e perciò trascurabile. Semplifichiamo quindi il circuito come in fig. 15 in cui:

$$R_t = \frac{R_b(R_1 + R_g)}{R_b + R_1 + R_g};$$

$$V_t = |V_{BB}| - |V_1|.$$

La tensione ai capi del diodo (e quindi la tensione inversa sulla giunzione base emettitore) si ricava dalla caratteristica di D_1 tracciando una retta di carico del valore R_t a partire dalla tensione V_t, come è illustrato in fig. 16.

b) condizione di conduzione. In questo caso la tensione sul punto A è di valore sufficientemente negativo tale che anche la base del transistore risulta negativa rispetto all'emettitore, per cui il diodo D_1, polarizzato in senso inverso, presenta una resistenza molto elevata ed è come se non ci fosse. Calcoliamo col metodo solito i valori dei parametri per avere la necessaria corrente I_{B1}. Il circuito di comando, riportato in fig. 17 è meglio schematizzato in fig. 18 da cui applicando il teorema di Thevenin si ottiene quello di fig. 19 dove, al solito, si ha:

$$R_t = \frac{(R_1 + R_g)R_b}{R_1 + R_g + R_b};$$

$$V_t = |V_1| - |V_{BB}|.$$

Il valore di I_{B1} è naturalmente un dato fissato dalle caratteristiche del transistore, pertanto si ha che $R_t + R_{be} = V_t/I_{B1}$.

Occorre verificare che i valori di resistenze soddisfacenti a queste condizioni valgano anche per la condizione di blocco e provvedere ad opportuni compromessi nell'ipotesi, molto probabile, che i valori trovati non coincidano.

Per quanto concerne il calcolo del condensatore, vale quanto si è detto nel paragrafo 2; qualora non si usi il condensatore si dovrà dimensionare tutto il circuito per una corrente I_{B2} anzichè I_{B1} e sostituire questo valore nelle formule. Il diodo D_1 connesso come in fig. 13 può servire anche come protezione contro eventuali sovratensioni positive che provenissero dall'ingresso A, inoltre migliora la velocità di commutazione in quanto la capacità d'ingresso non richiede una grande carica per cambiare il suo potenziale.

6. - CIRCUITO N. 4

Un circuito in cui si agisce sul collettore anzichè sull'emettitore è riportato in fig. 20. Anche con questo si ottiene un miglioramento sia per il tempo di salita che per il tempo di discesa. Esso è realizzato in modo da impedire che la tensione sul collettore scenda, in saturazione, ad un valore inferiore (più vicino alla massa) della tensione sulla base; e questo si ottiene applicando, attraverso il diodo D_1, una tensione leggermente negativa di valore opportuno. Come si osserva, il circuito d'ingresso è privo di condensatore, che non è necessario data la funzione di D_1. Pertanto R_1 si dimensiona col solito calcolo in modo da far circolare la corrente I_{B2}. Sulla caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ si ricava, dall'intersezione della retta di carico sulla curva corrispondente a I_{B2}, il valore della tensione di saturazione V_{CEsat}. (v. fig. 21), mentre sulla caratteristica d'ingresso si può ricavare la tensione V_{BE} corrispondente. Senza il diodo D_1, es-

Fig. 21 - Per ricavare la tensione di saturazione del transistore di fig. 20.

sendo il transistore completamente saturato, si avrebbe $|V_{CEsat}| \leq |V_{BE}|$. Nel nostro caso invece, al diminuire della tensione sul collettore ad un certo punto il diodo conduce mettendo sul collettore la tensione V_s, naturalmente diminuita dalla caduta di tensione ai capi del diodo stesso (V_{D1}) Si ha quindi $|V_s| - |V_{D1}| = V_{CE}$ e per evitare gli effetti dovuti alla sovrasaturazione, occorre che $|V_{CE}| > > |V_{BE}|$ cioè si deve scegliere il valore di V_s in modo che: $|V_s| > |V_{BE}| + + |V_{D1}|$.

Occorre quindi, per un calcolo preciso, conoscere il valore di V_{D1}, che si ottiene rapidamente dalle caratteristiche. Infatti sappiamo che il transistore, comandato con una corrente di base I_{B2}, fornisce sul collettore una corrente di valore I_{C2} di cui una parte (I_{C1}) passa nel carico R_C e la rimanente I_{C2}-I_{C1} circola appunto nel diodo D_1. Pertanto sulla caratteristica diretta del diodo D_1 leggiamo, in corrispondenza di quest'ultima corrente, il valore di V_{D1}. Questa disposizione circuitale presenta però alcuni svantaggi, ed infatti non viene adottata molto spesso. Innanzitutto è necessario che la tensione che viene fornita sul punto D sia molto costante, cioè è necessario realizzare un generatore con bassa impedenza interna, il che non è semplice se si vuole utilizzare la stessa alimentazione che fornisce la tensione V_{CC}. In secondo luogo, date le ampie tolleranze di parametri dei transistori e le loro variazioni con la temperatura, occorre tener presente che una variazione, per esempio un aumento del coefficiente d'amplificazione di corrente α_e, fa aumentare la corrente I_{C2}, e poichè il valore I_{C1} nella resistenza di carico rimane costante, cresce la corrente circolante nel diodo D_1 spostando il punto di lavoro sulla caratteristica di quest'ultimo ed aumentando la tensione V_{D1} ai suoi capi. In queste condizioni occorrerebbe poter aumentare il valore della tensione V_s. D'altro canto, se V_s ha un valore superiore a quello calcolato, nell'ipotesi che α_e del transistore sia bassa e di conseguenza risultino minori del previsto sia I_{C2} che V_{D1}, la tensione sul collettore V_{CE} cresce ed è necessario controllare che in queste condizioni la potenza dissipata dal transistore ($V_{CE}.I_{C2}$) non raggiunga dei valori troppo elevati (si osservi però che in queste condizioni la I_{C2} è minore). In ultimo osserviamo che per effettuare l'interdizione del transistore, la corrente I_{BR} deve essere calcolata in modo da bloccare una corrente I_{C2}, non una di valore I_{C1}, il che può comportare tensioni inverse pericolose.

7. - CIRCUITO N. 5

Vediamo in ultimo un circuito in cui si agisce sull'emettitore, anzichè sulla base o sul collettore come nei casi precedenti. Sostanzialmente (v. fig. 22) si inserisce una controtensione, prelevata dall'alimentazione, sull'emettitore in modo da renderlo più negativo della base ed assicurare l'interdizione del transistore.

Questo metodo migliora il tempo di caduta in quanto blocca la giunzione base emettitore (per quanto concerne il tempo di salita, pur non agendo direttamente, può migliorarlo in quanto permette di applicare un impulso molto deciso senza dover temere le conseguenze della sovrasaturazione).

Esaminiamo in dettaglio il funzionamento del circuito:

a) condizioni di blocco. Sull'ingresso A

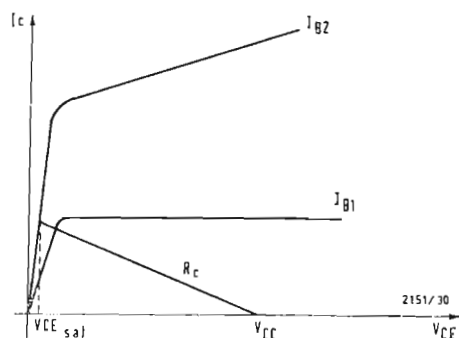
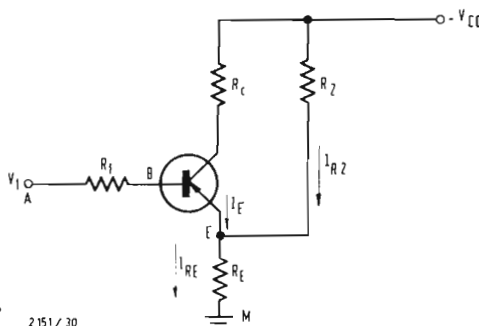



Fig. 22. Schema del circuito n. 5.
Fig. 23 - Circuito equivalente a quello di fig. 22, nella condizione di blocco.

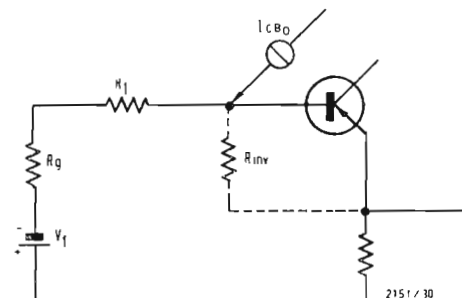



Fig. 24 - Circuito equivalente a quello di fig. 22 (I trasformazione).
Fig. 25 - Circuito equivalente a quello di fig. 22 (II trasformazione).

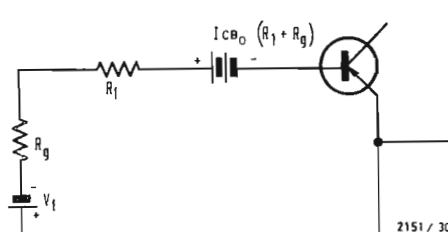
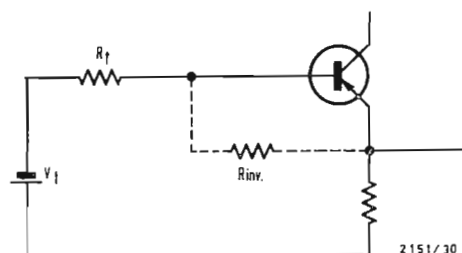
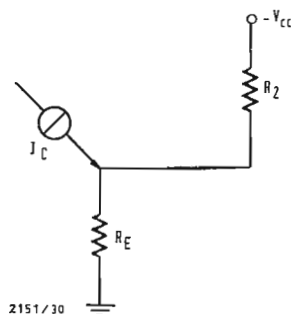



Fig. 26 - Particolare del circuito n. 5 nello stato di conduzione.

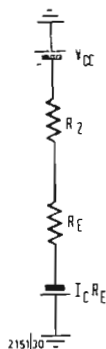



Fig. 27 - Semplificazione del circuito precedente.

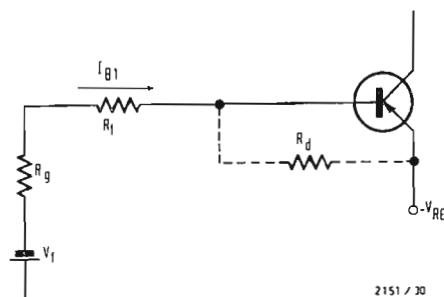



Fig. 28 - Circuito di comando dello schema n. 5, nello stato di conduzione.

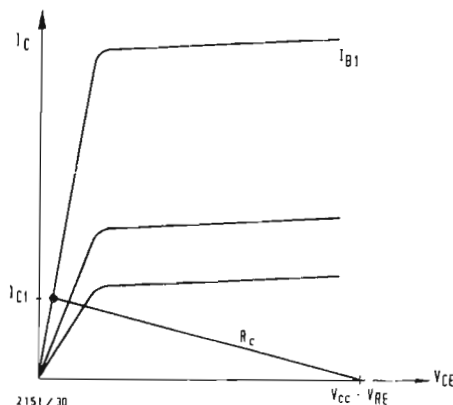



Fig. 29 - Retta di carico relativa allo schema n. 5, per ricavare il valore di I_{B1}.

è applicata una tensione V_1 poco inferiore allo zero con una resistenza interna R_g quasi nulla. La corrente di emettitore, con transistore bloccato è data dalla corrente dovuta agli effetti termici della giunzione base collettore (che, nel caso di emettitore aperto vale I_{BCo}) moltiplicata per il coefficiente d'amplificazione; sarà quindi
$I_E \leq \alpha_e I_{CBo}$.
Per determinare la corrente R_2 trascuriamo l'effetto della I_E (ricordando che il transistore è bloccato) nella resistenza R_E per cui, in prima approssimazione, si ha:
$I_{R2} \simeq V_{CC}/(R_E + R_2)$
conseguentemente
$I_{RE} \simeq I_E + I_{R2}$ e $V_{RE} = I_{RE} \cdot R_E =$ $= V_{EM}$ (tensione tra emettitore e massa). Per garantire il bloccaggio, occorre che $|V_{BM}| < |V_{EM}|$. Vediamo ora il comportamento del circuito di base tenendo conto della corrente I_{CBo}. Possiamo disegnare il circuito di fig. 23 in cui la resistenza che rappresenta la giunzione base emettitore è quella inversa ed inoltre in base viene iniettata una corrente di valore I_{CBo}. Trasformiamo il generatore di corrente in uno di tensione il cui valore sarà $I_{CBo} \cdot (R_1 + R_g)$ (vedi fig.24) ed eseguendo le serie di resistenze e di tensioni otteniamo il circuito di fig. 25 in cui:
$R_t = R_1 + R_g$;
$V_t = |V_1| + |I_{CBo}(R_1 + R_g)|$.
Poichè il transistore ha una resistenza inversa molto elevata possiamo considerare il circuito come aperto in modo che la tensione tra base e massa risulta data da V_t; si ha cioè $V_{BM} \simeq$ $\simeq V_t$.
Noto questo valore e ricordando che $|V_{BM}|$ deve risultare inferiore a V_{EM}, si dimensiona il circuito R_2 ed R_E utilizzando le formule riportate precedentemente.
b) condizione di blocco. V_1 ha un valore (V_{off}) decisamente negativo. In queste condizioni, come valore di I_E possiamo assumere quello della I_C. Per il calcolo della corrente in R_2 adottiamo il circuito di fig. 26 che, ritenendo la corrente I_C decisamente maggiore a I_{R2}, si modifica in quello di fig. 27. Da esso ricaviamo $I_{R2} \simeq V_t/(R_2 + R_E)$ dove
$V_t = |V_{CC}| - /R_E I_C|$;
$I_{RE} = I_E + I_{R2}$
e la tensione tra emettitore e massa vale
$V_{RE} = I_{RE} \cdot R_E$.
Affinchè si verifichi la conduzione, occorre che $V_{BM} > V_{RE}$ ed a questo scopo disegnamo il circuito d'ingresso come in fig. 28, dove R_d indica ora la resistenza diretta, e quindi di basso valore, della giunzione base-emettitore. Eseguiamo il calcolo per un valore di corrente I_{B1} (se invece vogliamo una saturazione decisa basta aumentare il valore della corrente di base fissando ad esempio I_{B2}). Con riferimento alla figura si ha:
$V_1 - I_{B1}(R_g + R_1) = |V_{BE}| + |V_{RE}|$
dove V_{BE} è la tensione diretta base emettitore letta sulla caratteristica d'ingresso in corrispondenza di I_{B1}. Per conoscere il valore di questa corrente, si ricava prima quello della corrente di collettore:

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CM}}{R_C}$$

dove
$V_{CM} = V_{CE} + V_{RE} \simeq V_{RE}$
conseguentemente si avrà:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}.$$

Noto questo valore si verifica se soddisfa alla formula (1) ed in caso contrario si effettueranno alcuni compromessi sul dimensionamento delle resistenze.
Ovviamente il valore di I_{B1} si può anche ricavare graficamente come è illustrato in fig. 29, dove la retta di carico è tracciata a partire da $V_{CC} -$ $- V_{RE}$.
Come caso particolare ricordiamo che può talvolta mancare la resistenza R_2; in tal caso il ragionamento è analogo al precedente ricordando però che I_{R1} vale zero e che nella resistenza R_E circola solo la corrente d'emettitore. In questo caso i calcoli si semplificano ulteriormente. *A.*

Lothar Karan

Il diodo Zener come stabilizzatore delle tensioni di accensione*

Le tensioni di accensione variano nella stessa misura della tensione primaria del trasformatore di rete. La stabilità di frequenza degli oscillatori ne soffre.
Le variazioni delle tensioni di accensione possono però essere evitate, se si adottano diodi Zener per la stabilizzazione della tensione. In questo articolo viene dato un esempio di calcolo per la stabilizzazione della tensione di accensione dell'EF80, come viene pure illustrata la rappresentazione grafica per il calcolo. Inoltre vengono indicate e rappresentate diverse varianti di esecuzione.

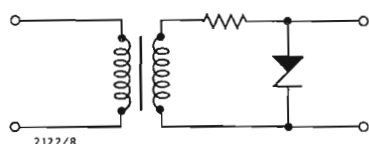



Fig. 1 - Principio del circuito limitatore con un diodo Zener di potenza.

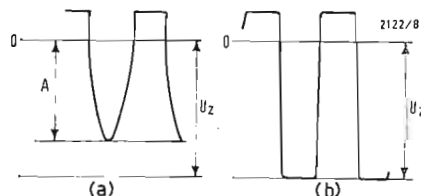



Fig. 2 - *a*) L'ampiezza negativa A della tensione alternata è minore della tensione di effetto Zener U_z, pertanto non viene tagliata.
b) L'ampiezza negativa della tensione alternata supera la tensione di effetto Zener e viene perciò limitata.

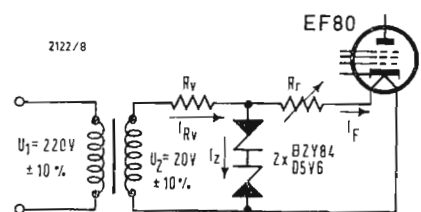



Fig. 3 - Principio della stabilizzazione della tensione di accensione con diodi Zener BZY 84/D5 V6, coi seguenti dati:
U_z = 5,6 V; variazione di U_z a $I_{z\,max}$: 5,0 ÷ 6,3 V coefficiente di temperatura di U_z: (— 3 ÷ + 5) · 10^{-4}/°C; $I_{z\,max}$ = 100 mA.

Per mezzo dei diodi Zener si possono mantenere costanti non solo tensioni continue, ma anche tensioni alternate. Così, ad esempio, è possibile stabilizzare coi diodi Zener la tensione di accensione dei tubi elettronici. Questa applicazione non è priva di importanza, perchè consente di mantenere le tolleranze ammesse delle tensioni di accensione, date dai fabbricanti, per le quali viene garantita la durata della vita dei tubi elettronici.

I diodi Zener sono particolarmente adatti alla stabilizzazione specialmente per gli oscillatori, nei quali le variazioni della tensione di accensione possono provocare variazioni sensibili di frequenza.

Se un diodo Zener viene applicato come stabilizzatore ad una tensione alternata attraverso ad una resistenza in serie (fig. 1), come prima cosa la semionda positiva viene limitata (fig. 2*a*). Appena la semionda negativa raggiunge o supera la prefissata tensione di effetto Zener, la sua ampiezza viene pure tagliata (fig. 2*b*).

Il diodo dunque viene reso conduttivo in presenza della semionda positiva e reso interdetto in presenza della semionda negativa. Il risultato finale è una curva sinoidale limitata da un lato ($A < U_z$). Questa dissimmetria può ora essere diminuita usando una tensione U_2 alternata, che sia maggiore di U_z, ma non mai completamente eliminata. Perciò si usano meglio due diodi Zener in serie, disposti coi poli in opposizione (fig. 3).

Si deve ora spiegare, ad esempio considerando un oscillatore con tubo EF80, come si calcola la stabilizzazione (fig. 2). Nei circuiti non stabilizzati, le variazioni della tensione di accensione U_2, sono proporzionali alle variazioni della rete U_1: se varia la tensione di rete, varia anche la tensione di accensione nello stesso rapporto.

La tensione di accensione U_F = 6,3 V e la corrente di accensione I_F = 0,3 A, si ricavano dal catalogo dei tubi.

Se l'oscillazione della tensione di rete è assunta del 10% anche la variazione della tensione di accensione è del 10%; detta tensione varia perciò da 5,67 V a 6,93 V.

Il circuito stabilizzato richiede una tensione di entrata U_2 più alta. La riserva di tensione, che si localizza ai capi della resistenza in serie R_v, è allora a disposizione dei diodi Zener per il processo di regolazione. Ci si deve sforzare, coi diodi Zener, di raggiungere un valore efficace di 6,3 V, o meglio ancora un valore un poco più grande di 6,3 V. La tensione nominale o la corrente nominale per il tubo, possono essere stabilite con l'ausilio di una piccola resistenza di regolazione R_r (dipendente dai valori di dispersione dei diodi Zener) La durata della vita del tubo, con una sottoaccensione (tensione minore di 6,3 V) risulterebbe diminuita; una sovratensione per contro potrebbe essere rapidamente ridotta al valore nominale della tensione di accensione, con la resistenza di regolazione R_r.

Col funzionamento in corrente alternata si deve prendere in considerazione il rapporto « p » del valore medio al valore di punta della corrente di Zener. Il rapporto varia a seconda del diodo Zener e della tensione applicata, così che si può assumere, per la maggior parte delle applicazioni, un valore di p compreso fra 0,4 e 0,6. La corrente di

(*) Die Zenerdiode als Heizspannungsstabilisator, *Radio Mentor*, ottobre 1964, pag. 802.

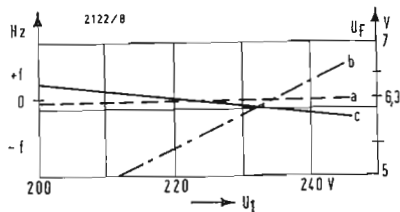



Fig. 4 - Dipendenza della frequenza dell'oscillatore dalla variazione della tensione di accensione. *a*) con diodi Zener; *b*) senza diodi Zener (+ 12,5 %); c) senza diodi Zener (— 4,5 %).

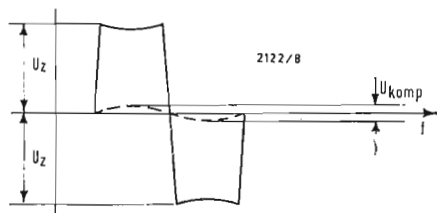



Fig. 5 - Andamento della tensione trapezia per effetto di una compensazione.

Zener $I_{z\,min}$ deve essere nota. Per ottenere una maggior stabilità, si usa un valore di circa il 10% della corrente di accensione del tubo.
La dipendenza della corrente di accensione dalla tensione di accensione si assume, qui e nella trattazione che segue, come lineare. La corrente di accensione oscilla, per il circuito, senza stabilizzazione, fra 270 mA e 330 mA (cioè 300 mA ± 10%).
Ora è: $I_{z\,min} = 27$ mA.
La minima corrente attraverso R_v è allora $I_{F\,min} + I_{z\,min}$, cioè:

$$I_{Rvmin} = 270 + 27 = 297 \text{ mA}.$$

La corrente di punta I_p attraverso R_v alla tensione minima U_2 è:

$$I_{Rvp} = \frac{I_{Rv\,min}}{p} = 495 \text{ mA},$$

e la resistenza R_v deve essere:

$$R_v = \frac{U_{H\,min} \cdot \sqrt{2} - U_z}{I_{Rvp}} \cong 20\ \Omega$$

in cui $U_{H\,min}$ rappresenta la tensione alternata U_H — 10% ed ha il valore di 11,34 V. Come diodi Zener vengono adottati due diodi BZY84/D5 V6 con una tensione di Zener di $U_z = 5{,}6$ V alla corrispondente I_z nel punto di lavoro.

La corrente massima di Zener I_{zmax}, che può verificarsi, è:

$$I_{zmax} = \frac{U_{H\,max} \cdot \sqrt{2} - U_z}{R_v} \cdot p =$$

= 420 mA.
$U_{H\,ma.}$ si verifica con una sopraelevazione del 10% della tensione del trasformatore: $U_{H\,max} = 13{,}86$ V.
La resistenza di regolazione R_r viene dimensionata come segue: la massima dispersione della tensione di Zener è, secondo i dati di listino, 0,7 V e la tensione durante la conduzione è circa 800 mV. Con ciò la tensione nel circuito serie dei due diodi Zener, vale:
$U_z = 5{,}6 + 0{,}8 = 6{,}4$ V.
La sovratensione è di 0,1V. La corrente di accensione, nell'esempio qui riportato, è 300 mA.
Allora la resistenza di regolazione, vale

$$R_{r\,max} = \frac{0{,}1}{0{,}3} = 0{,}33\ \Omega.$$

In fig. 6 sono rappresentati la determinazione dell'ampiezza U_z stabilizzata ed il campo di lavoro del diodo Zener. Si constata subito che se l'oscillazione di tensione può essere maggiore del 10%, la tensione U_z può essere presa sensibilmente più piccola. Si deve perciò fare attenzione che il campo di regolazione non venga superato.
La fig. 4 dà la tensione di accensione in funzione dell'oscillazione della tensione di rete. Si vede da essa che la variazione di frequenza Δf con l'uso dei diodi

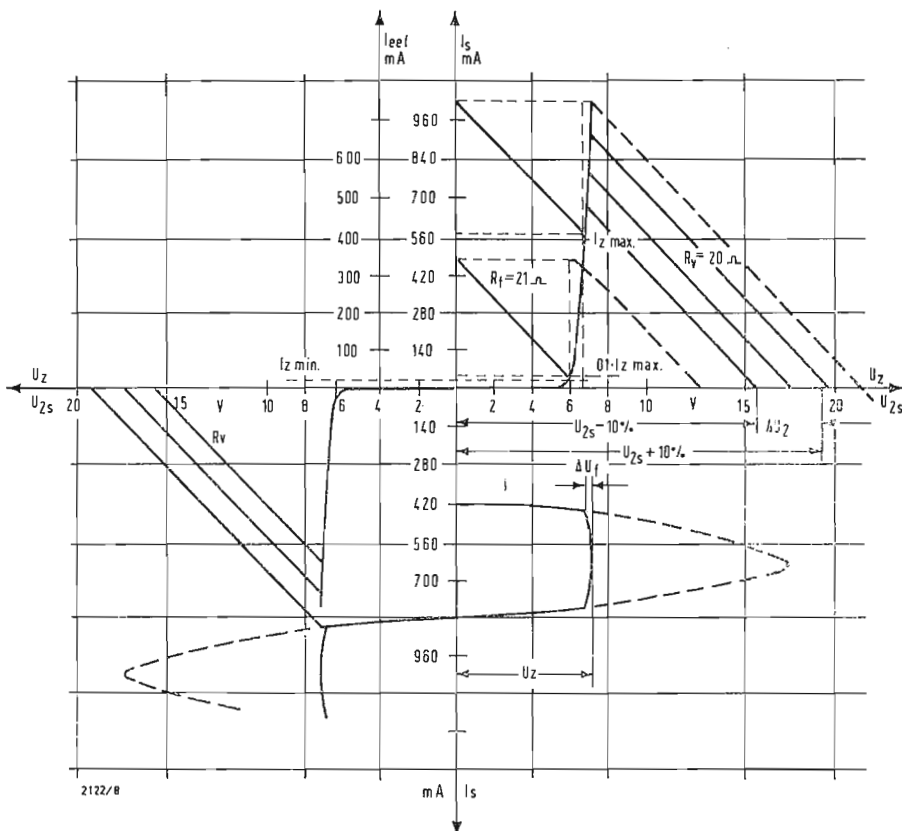



Fig. 6 - Determinazione grafica dell'ampiezza stabilizzata U_z e della zona di lavoro del diodo Zener.

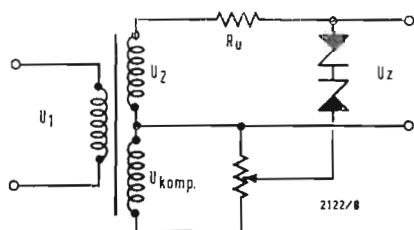



Fig. 7 - Principio del limitatore con avvolgimento di compensazione.

Fig. 8 - Circuito limitatore con dispositivo a diodi Zener di potenza nel primario di un trasformatore.

Zener (a) può essere considerevolmente ridotta.

1. - DISSIPAZIONE DEI SINGOLI COMPONENTI

Poichè ciascun diodo Zener comporta la metà delle perdite, si ha:

$$P_{tot} = \frac{U_z \cdot I_{z\ max}}{2} =$$

$$= \frac{5,6 \cdot 0,42}{2} = 1,17 \text{ W},$$

in cui P_{tot} è la dissipazione di un diodo. Si noti che l'effettiva dissipazione che qui si verifica ($P_{tot} = 1,17$ W) è minore di quella limite, che si rileva dai dati caratteristici di listino del BZY84/D5 V6, $P_{tot} = 1,25$ W. Così per i diodi Zener non è strettamente necessaria una superficie raffreddante supplementare, ma la si adotta ugualmente per maggior sicurezza. La potenza di R_v si ricava come segue: nella resistenza circola una corrente, che si compone di $I_{z\,max}$ e di I_{Fmin}.

Allora, si ha:

$P_{Rv} = R_V (I_{z\ max} + I_{F\ min})^2 =$
$= 20\ (0,42 + 0,27)^2 = 9,5$ W.

La resistenza di regolazione R_r deve avere una potenza di:

$P_{Rr} = R_r\, I_p^2 = 0,1$ W.

Per disporre, non solo di una tensione costante, ma anche di una potenza costante il più possibile, è necessario compensare la crescente ripidità del fronte della tensione trapezia, con una controtensione (U_{kompv}) (fig. 5) sinusoidale. Si deve ottenere che il contenuto trapezoidale (corrispondente alla potenza costante) rimanga costante ad onta delle variazioni della tensione di entrata. Il circuito di compensazione è visibile in fig. 7. La tensione di compensazione U_{kompv} può essere trascurata nel calcolo del circuito precedente, perchè i valori necessari per U_{kompv} sono molto piccoli.

La stabilizzazione può essere effettuata anche nel primario di un trasformatore (fig. 8). Con ciò è anche possibile tenere costante le tensioni di vari avvolgimenti secondari con un adatto dimensionamento.

Con gli attuali diodi Zener, questo tipo di stabilizzazione a 220 V non dovrebbe più effettuarsi.

Con entrambi i circuiti (fig. 3 e 7) si può anche usare una capacità al posto di una resistenza. Il valore della capacità, per una data tensione di rete, può essere facilmente calcolato con la relazione:

$$C = \frac{1}{\omega\, X_c}\ (\mu\text{F}), \text{ dove } X_c = R_V.$$

Eventualmente può essere necessario disporre una resistenza in serie al condensatore, allo scopo di evitare che la corrente max di punta dei diodi non venga superata dall'impulso di corrente generato in *circuito dalla capacità.*

2. - BIBLIOGRAFIA

[1] International Rectifier Corporation, Zener Diode Handbook 1961.
[2] Siemens Technische Mitteilungen, Halbleiter, Spannungsstabilisierung, Parte 1, Bestell, Nr. 1-6300-050.
[3] Semiconductors Products, Giugno 1962.

(a.n.)

Centrale telegrafica semi-automatica per l'aeroporto di Singapore

Recentemente all'aeroporto di Singapore è entrata in funzione la nuova Centrale telegrafica fornita dalla Philips alle Telecomunicazioni della Malesia.

La centrale è semi-automatica del tipo ES-1 e costituisce un valido mezzo di comunicazione per la rete telegrafica dell'Aviazione Civile nell'Estremo Oriente.

Essa è collegata con 30 stazioni nazionali ed estere ed al momento attuale smaltisce un traffico di 9 000 telegrammi al giorno. (T/343).

« La Radio per via » - Considerazione economiche

Uno dei temi più importanti dell'Esposizione Radiofonica Tedesca 1965 a Stoccarda (27 agosto-5 settembre) è « la radio per via ». Questo slogan caratterizza esattamente l'imponente sviluppo degli apparecchi radioriceventi tascabili e portatili e dell'autoradio incorporata - apparecchi tutti quanti « portabili ».

Il 1964 è stato un anno buono per gli apparecchi « portabili ». 2,75 milioni di unità di tutti i tipi, comprese le autoradio incorporate nelle automobili, hanno lasciato le fabbriche della Repubblica Federale; il loro valore ammontava a 457,8 milioni di DM a prezzi franco stabilimento. Rispetto al 1963 c'è stato pertanto un incremento di 252.000 unità ovvero 55,4 milioni di DM. Quasi tutti i ricevitori di questo tipo hanno pure una parte per la ricezione di onde ultracorte, alcuni apparecchi portatili maggiori sono costruiti addirittura appositamente per la ricezione mondiale delle onde corte e le loro prestazioni si avvicinano a quelle di apparecchi speciali.

(d.f.)

Dispositivo elettromagnetico impiegabile come relè per apparecchi di misura apparati servomotori e simili.
(Atoma Officine Meccaniche S.p.A.) (53-IL-8212)

Relè a comando elettronico per motori asincroni.
(Brunialti Giovanni Battista) (53-IL-5312)

Relè con accumulo di gas per la protezione di trasformatori elettrici in olio.
(Elettrotermindustria) (53-IL-2612)

Perfezionamento nei relè elettrici a tempo a sovracorrente.
(English Electric Company Ltd.) (53-IL-0412)

Relè autopolarizzato differenziale coassiale per corrente continua o pulsante.
(Ragni Luigi e Bigogno Goffredo) (53-IL-9712)

Metodo per la saldatura del quarzo al metallo particolarmente adatto per il suo impiego nel campo dell'elettronica.
(Eitel McCullough Inc.) (53-IL-8612)

Circuito elettrico di alimentazione di lampade di illuminazione a scarica elettrica a corrente alternata ottenuta da una corrente unidirezionale generata da una sorgente qualsiasi per passaggio attraverso a dispositivi invertitori a transistori.
(General Electric Company) (53-IL-3112)

Perfezionamenti ai tubi a raggi catodici.
(Hughes Aircraft Company) (53-IL-1712)

Perfezionamenti nei raccordi flessibili fra due conduttori allineati uno dei quali è saldato nella parete di vetro di un tubo di scarica.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (53-IL-8412)

Elemento di introduzione della corrente comprendente uno o più conduttori fissati a tenuta di gas in un corpo vetroso sintetizzato circondato da un anello metallico.
(Lo stesso) (54-IL-6112)

Perfezionamenti ai tubi di scarica elettrica contenenti come assorbitore un metallo alcalino combinato con la grafite e procedimenti per la fabbricazione di tali tubi.
(Lo stesso) (54-IL-4312)

Convertitore termoionico di energia a bassa temperatura.
(Radio Corporation of America) (54-IL-4612)

Connettore elettrico per dispositivo a scarica elettronica.
(Sylvania Electric Products Inc.) (54-IL-7112

Apparecchiatura per la lavorazione di dispositivi a scarica elettronica.
(Lo stesso) (54-IL-7212)

Dispositivo per la deviazione del fascio elettronico dei tubi a raggi catodici atto ad ampliare la gamma di frequenze ed il responso del tubo.
(Tektronix Inc.) (54-IL-0812)

Metodo per attivare un assorbitore selettivo in particolare per valvole elettroniche con catodo rivestito da ossidi.
(Tesla Narodni Podnik). (54-IL-3512)

Portalampada per lampada a incandescenza.
(Vaccara e Locatelli S.p.A.) (54-IL-1212)

Portalampada per lampada ad incandescenza con lunghezza variabile.
(Lo stesso) (54-IL-1312)

Portalampada per lampada ad incandescenza per organo di copertura.
(Lo stesso) (55-IL-1412)

Dispositivo per la protezione delle celle raddrizzatrici a semi conduttori segnatamente contro le tensioni inverse.
(Gaz de France) (55-IL-8812)

Disposizione di semiconduttori in particolare disposizione di un transistor racchiusa in una custodia metallica.
(Intermetall Gesellschaft fur Metallurgie und Elektronik GmbH) (55-IL-1612)

Procedimento per produrre materiale per elettrodi utilizzabili in dispositivi semiconduttori.
(N. V. Philips Gloeilampenfabrieken) (55-IL-6312)

Procedimento per ottenere materiale per elettrodi per dispositivi semiconduttori contenente un materiale basico e boro.
(Lo stesso) (55-IL-6412)

Dispositivo trasduttore in connessione tale da provocare l'autosaturazione nel quale in serie ad ogni singolo avvolgimento di lavoro del trasduttore è connessa una valvola.
(Siemens Schuckertwerke Aktiengesellschaft) (55-IL-9412)

Transistor di potenza particolarmente per l'uso con correnti elevate.
(Texas Instruments Incorporated) (55-IL-9412)

Fotodiodo al silicio.
(Lo stesso) (55-IL-9712)

Procedimento per la preparazione di materiale semiconduttore comprendente la purificazione di un composto di germanio o silicio a fase liquida contenente cloro.
(Western Electric Company Incorporated) (56-IL-6112)

Circuito di innesto a semiconduttori.
(Lo stesso) (56-IL-1612)

Lamiera stirata particolarmente per gli elettrodi di cellule elettriche
(Accumulatoren Fabrik Aktiengesellschaft) (56-IL-2112)

Separatore di materiale microporoso per accumulatori elettrici e metodo per la fabbricazione del materiale e del separatore.
(Aktiebolaget Tudor) (56-IL-9412)

Collegamento di accumulatori ed elemento di collegamento.
(Lo stesso) (56-IL-0812)

Disposizione per la carica di una batteria di accumulatori elettrici.
(Aktiengesellschaft Brown Boveri und Cie) (56-IL-8512)

Perfezionamento ai procedimenti per la fabbricazione di guaine o contenitori tessili per la materia attiva di accumulatori elettrici e relative guaine tessili prodotte secondo il procedimento perfezionato.
(Bariolo Lino Alessandro) (56-IL-9712)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI, PUÒ RIVOLGERSI
all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
Ing. A. RACHELI e C.
Viale S. Michele del Carso,4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Irradio mod. 23AL36 e 19AC35

1. - CARATTERISTICHE

I televisori Irradio modelli 23AL36 e 19AC35 hanno le seguenti caratteristiche: impedenza di entrata 300 Ω; media frequenza video: portante video 45,75 MHz, portante audio 40,25 MHz; cinescopio con angolo di deflessione 110°; alimentazione 220 V ca, potenza assorbita 160 W, 215 VA; potenza di uscita audio circa 4 W.

2. - VALVOLE

V_1 = PCC189 doppio triodo, amplificatore radio frequenza circuito cascode; V_2 = PCF80 triodo - pentodo, oscillatore convertitore; V_3 = EF183 pentodo, amplificatore media frequenza video; V_4 = EF183 pentodo — amplificatore media frequenza video; V_5 = EF184 pentodo — amplificatore media frequenza video; V_6 = EAA91 doppio

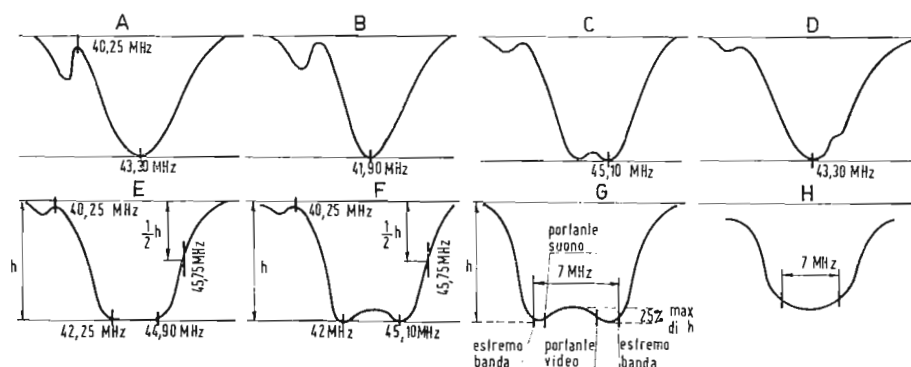



Fig. 1 - Bande passanti di guida nella taratura dei circuiti di media frequenza.

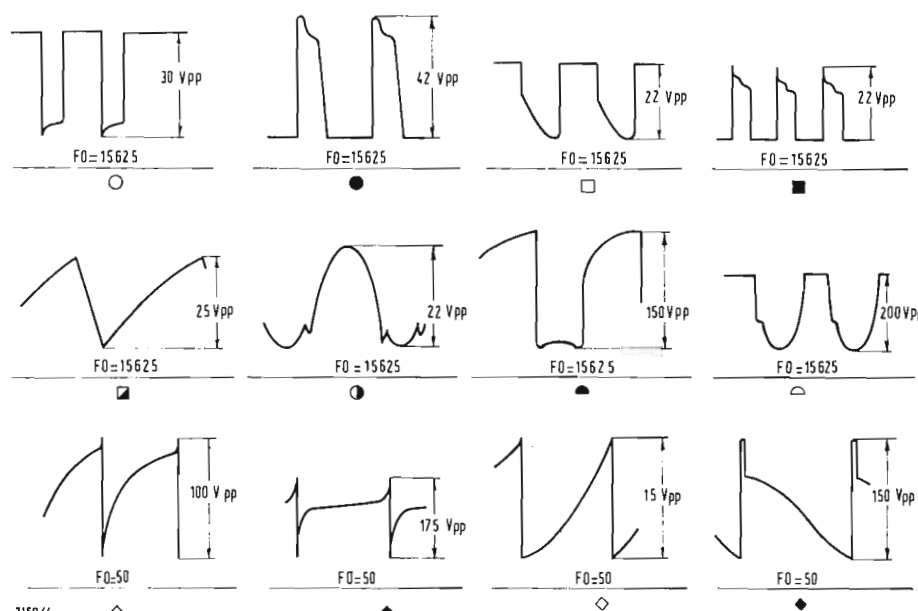



Fig. 2 - Forme d'onda a frequenza di riga e di quadro.

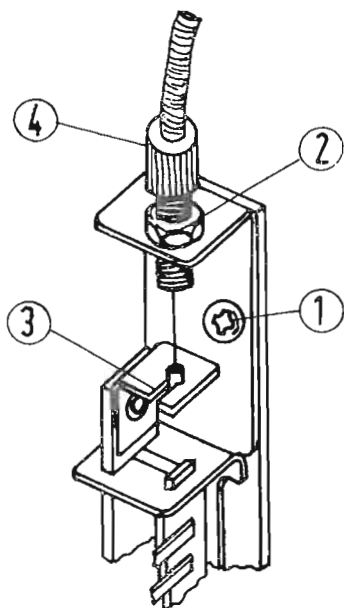



Fig. 3 - Particolari di smontaggio del comando flessibile.

diodo, CAS rivelatore video; V_7 = PCL84 triodo pentodo, amplificatore sincronismi e finale video; V_8 = PCF80 triodo pentodo, linearità verticale e limitatore suono, V_9 = ECC83 doppio triodo, preamplificatore suono; V_{10} = PL84 pentodo, finale suono; V_{11} = PCF80 triodo pentodo, limitatore separatore sincronismi; V_{12} = PCL85 triodo pentodo, oscillatore bloccato e uscita di quadro; V_{13} = PCF80 triodo pentodo, controllo frequenza e oscillatore orizzontale; V_{14} = PL36 pentodo amplificatore di riga; V_{15} = PY81 diodo ricuperatore (damper); V_{16} = DY87 diodo rettificatore EAT; V_{17} = PC86 triodo, amplificatore radiofrequenza UHF; V_{18} = PC86 mescolatore UHF.
Cinescopio = A 59-16 W (AW 47-91) e 23BP4/03 (AW 59-91).

3. - TARATURA MEDIA FREQUENZA

Per effettuare la taratura della media frequenza occorre applicare una tensione di polarizzazione di — 4,5 V al punto di giunzione fra la resistenza da 10000 Ω ed il condensatore da 0,33 μF del circuito di V_4. Il lato positivo deve essere collegato al telaio.
L'oscilloscopio dovrà far capo, tramite una resistenza da 47000 Ω al punto di giunzione dell'impedenza da 100 μH ed il condensatore da 4,7 pF (V_{6a} EAA91). Se i segnali del marker vengono sovrapposti alla curva, a detto punto sarà collegato il cavo d'ingresso di quest'ultimo mentre l'oscilloscopio si collegherà agli appositi morsetti del marker. Qualora il marker moduli l'oscilloscopio sull'asse « Z » questo si collegherà come detto prima.

4. - TARATURA DEL SUONO

Il generatore a quarzo a 5,5 MHz dovrà essere collegato alla griglia della valvola V_{7b} (pentodo PCL84). Non disponendo di un oscillatore a quarzo a 5,5 MHz usare il generatore Marker sintonizzandosi su 46 MHz e introducendo la modulazione di questa portante a 5,5 MHz, frequenza che è sempre controllata a quarzo. Questo generatore si collegherà alla griglia

Tabella 1 - Operazioni di taratura dell'amplificatore di media frequenza

Operazione	Punto di collegamento del wobulatore	Frequenza marcatore (MHz)	Circuito da regolare	Curva (fig. 1)	Note
1	punto 5 sullo schema	43,30 40,25	nucleo infer. ultima MF nucleo superiore	A	Per le operazioni dal n. 1 al n. 4 passare in posizione VHF. Disporre il tamburo sul canale C. Collegare il wobulatore, regolato per la gamma 35-50 MHz, tramite un condensatore da 500 pF sui punti indicati.
2	punto 4 sullo schema	41,90	nucleo 2° MF	B	
3	punto 3 sullo schema	45,10	nucleo 1° MF	C	
4	Togliere il coperchio del gruppo VHF e collegare il generatore al punto A indicato nello schema.	43,30	Svitare il nucleo di G1200-V_3 (EF183) per minima induttanza e regolare il nucleo di G923 (V_2a) sino ad avere una punta su 43,30 MHz.	D	Per la operazione 5 passare in posizione UHF. Collegare il wobulatore tra un anello disposto sulla valvola V17 a massa.
		42,25 44,90 45,75	regolare il nucleo di G923 per ottenere la curva	E	In ogni caso regolare l'uscita del wobulatore in modo da mantenere una uscita costante di 1,5 V_{pp} sul punto dove è collegato l'oscilloscopio.
5	Togliere lo schermo e disporre sul bulbo della valvola V_{17} una fascia metallica sulla quale va eseguito il collegamento (fig. 1)	42 45,10 45,75	nucleo L1 posto sul gruppo UHF per ottenere la curva	F	

Tabella 2 - Operazioni di taratura dei circuiti audio

Operazione	Collegamento Vm	Lettura Vm	Circuito da regolare	Note
1	Polo — al punto 9 il + a massa	Per minima uscita	Trappola 5,5 MHz (G1264) (placca V7B)	Spostare il condensatore ceramico da 2 pF che preleva il segnale di 5,5 MHz, posto prima del circuito trappola, a valle di detto circuito.
2	come sopra	Per massima lettura	Nucleo superiore di G1306 (griglia V8a)	Riportare il condensatore da 2 pF nuovamente a monte della trappola.
3	come sopra	Per massima lettura	Nucleo inferiore del discriminatore G1285 (V8a)	Per i punti 1-2-3 regolare il segnale del generatore a basso livello onde evitare che la valvola limitatrice entri in funzione e non si osservi bene la regolazione dei circuiti.
4	Polo — al punto 10 dello schema il + a massa	Per lettura zero con brusca inversione ai due lati del punto di taratura.	Nucleo superiore del discriminatore G1285	

della V_3 (EF183) anzichè al punto precedente.

5. - TARATURA CANALI VHF

Collegare il wobulatore per canali all'ingresso di antenna con adattatore per 300 Ω. L'oscilloscopio dovrà essere collegato all'apposito punto di controllo del gruppo che fa capo, tramite resistenza da 6800 Ω, alla griglia della V_{2a}. Applicare una polarizzazione di — 1,5 V nello stesso punto indicato per la taratura MF video.

Per ogni canale iniziare la taratura del passa banda, disponendo in parallelo al secondario d'antenna una resistenza da 470 Ω, indi tarare il circuito d'antenna dopo aver tolto la predetta resistenza.

Le curve devono essere comprese fra i limiti indicati dalle curve *G* e *H* (figura 1).

Tabella 3. - Tensioni misurate sui piedini delle varie valvole

Simbolo	VALVOLE		TENSIONI AI PIEDINI (V)								
	Tipo	Funzione	1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1	PCC189	Doppio triodo amplificatore RF in circuito cascode	200	105	105	50,9	57,9	105	—1,7	0,25	
V_2	PCF80	Triodo pentodo oscillatore convertitore	98	—2,5	150	41,9	50,9	180			—2
V_3	EF183	Pentodo amplificatore MF video	1,2		1,2	57,9	64,2		195	125	0,95
V_4	EF183	Pentodo amplificatore MF video	1,25		1,25	64,2	70,5		195	120	1
V_5	EF184	Pentodo amplificatore MF video	2		2	70,5	76,8		190	197	
V_6	EAA91	Doppio diodo CAS e rilevatore video			13	19,3					
V_7	PCL84	Triodo pentodo amplificatore sincronismi e finale video		230	1,8	76,8	91,8	150	2,8-4,6		200
V_8	PCF80	Triodo pentodo linearità vert. e limitatore suono	32		72	109,8	118,8	72	0,75	0,5	
V_9	ECC83	Doppio triodo preamplificatore suono	75			6,3	6,3	75			
V_{10}	PL84	Pentodo finale suono			13,5	118,8	133,8		225		175
V_{11}	PCF80	Triodo pentodo limitatore e separ. sincronismi	110	—10	95	91,8	100,8	39,5		40	39,5
V_{12}	PCL85	Triodo pentodo oscillatore bloccato e uscita quadro	300	—44		41,9	25,9	230	200	18	
V_{13}	PCF80	Triodo pentodo controllo frequenza e oscillatore orizzontale	197	—28	200	100,3	109,8	145		14,5	
V_{14}	PL36	Pentodo amplificatore finale riga		133,8		200	—70		158,8		
V_{15}	PY81	Diodo ricuperatore (damper)				158,8	175,8				245
V_{16}	DY87	Diodo rettificatore EAT									
V_{17}	PC86	Triodo amplificatore UHF									
V_{18}	PC86	Triodo mescolatore UHF									
	A 59-16W 23BP4/03	Cinescopio	19,3	25-130	560	35-700			150	25,1	

Le tensioni continue sono misurate col Vm 20.000 Ω/V e segnale applicato in antenna. Le tensioni delle valvole di MF e AF sono state misurate in assenza di segnale. Le tensioni alternate sono misurate con Vm 1000 Ω/V.

Taratura canali. Collegare l'oscilloscopio tramite una resistenza da 47.000 Ω al punto di giunzione fra la resistenza da 10 000 Ω ed il condensatore da 0,33 μF (circuito di griglia della V_4).
Applicare al punto indicato nel precedente paragrafo la polarizzazione di — 4,5 V. Regolare il nucleo della bobina dell'oscillatore fino a portare la curva sulla frequenza del canale.

6. - TARATURA DELL'OSCILLATORE DI RIGA

Collegare un voltmetro ad alta impedenza fra il punto di giunzione delle due resistenze da 100 000 Ω prima dei due diodi OA81 e la massa. Sintonizzare il televisore sulla trasmissione TV in presenza di monoscopio. Regolare il comando della bobina posta sul circuito di placca della valvola V_{13a} (PCF80) sporgente posteriormente dal telaio, sino a fare segnare lo zero al Vm. La posizione corretta è quella che provoca, per piccoli spostamenti del nucleo intorno al punto di taratura, un brusco spostamento in un senso e nell'altro della lancetta del Vm attorno allo zero.

7. - SMONTAGGIO DEL TELAIO

Per togliere il telaio occorre seguire le le seguenti operazioni:

a) svitare le due viti con testa esagonale che fissano il telaio al mobile.
b) togliere le manopole di commutazione canali e sintonia tirandole verso lo esterno. La manopola di sintonia UHF va tolta dopo aver allentato la vite di fissaggio.
c) per rendere indipendente il « bauden » del telaio svitare la vite 1 e disimpegnare il filo della fessura 3 (fig. 3). Quando si rimonta il complesso, se necessario, regolare la corsa del commutatore mediante la bussola filettata 4 sbloccando il dado 2.
d) togliere le spine dell'altoparlante, del giogo di deflessione, la ventosa e lo zoccolo del cinescopio e arretrare leggermente il telaio in modo da poter estrarre i due spinotti, giallo e nero, che collegano il telaio stesso con la piastra dei comandi.

* * *

A partire dal telaio n. 1479 per il televisore modello 19AC35 e dal telaio n. 22375 per il modello 23AL36 sono state apportate allo schema delle modifiche che interessano principalmente il gruppo RF VHF, come è possibile osservare sui relativi schemi riportati negli schemari TV. *A.*

Un contenitore acustico miniaturizzato

Il problema dell'ingombro dei contenitori acustici, che ha fatto esitare finora certi amatori dell'alta fedeltà a procurarsi una catena Hi-Fi, è ora definitivamente risolto, anche per coloro che non dispongono di una grande sala di ascolto.
Le dimensioni del contenitore acustico Optimax1, costruito dalla AUDAX, sono realmente molto piccole (26 × 13 × 23 cm) e permettono di disporlo facilmente in una libreria. Due mobili dello stesso tipo, nel caso di un impianto stereofonico, sono meno ingombranti e più eleganti di un contenitore classico di uguale potenza.
Ad onta delle sue piccole dimensioni, l'Optimax1 ha la potenza nominale di 8 W; la sua potenza massima di utilizzazione è 10 W. È equipaggiato con un altoparlante di 120 mm di diametro, studiato appositamente per questo mobile, che copre la gamma di frequenza da 50 a 15 000 Hz.
Queste caratteristiche notevoli di banda passante e di potenza per un contenitore di piccolo volume sono dovute alla messa a punto da parte della AUDAX dell'altoparlante speciale contenuto in questo mobile. Il diametro utile della membrana di questo altoparlante è di 87 mm. Questa membrana a profilo esponenziale è caratterizzata da una grande cedevolezza. La sua frequenza di risonanza è molto bassa. La sospensione esterna in tessuto plastico incellato alla membrana di concezione nuova; infatti essa comporta una sola semiondulazione invece di parecchie come negli altoparlanti classici. Si evita così ogni decompressione per risonanza propria delle sospensioni. L'elongazione eccezionale dell'equipaggio raggiunge i 10 mm (± 5 mm).
Il magnete in ferrite ha il diametro di 75 mm. Il traferro ridottissimo consente un eccellente rendimento.
La bobina mobile è verniciata e trattata per sopportare potenze fino a 10 W. Sono disponibili le tre seguenti: impedenze 4 ÷ 5 Ω, 8 ÷ 9 Ω, e 15 ÷ 16 Ω.
Il contenitore Optimax1 è caratterizzato da un'eccellente sensibilità. È perciò pure possibile collegarlo all'uscita di un amplificatore di modesta potenza, come quelli dei quali sono provvisti i ricevitori a transistori.
Il contenitore acustico è del tipo schermo acustico pseudoinfinito. È costruito in legno di vero teck e può essere disposto orizzontalmente o verticalmente. La bobina mobile dell'altoparlante è accessibile posteriormente per mezzo di due morsetti a vite.
Il mobile acustico Optimax1 miniaturizzato, dal prezzo accessibile, e che non pone alcun problema di ingombro, è perfettamente indicato per l'equipaggiamento di catene d'alta fedeltà monofoniche e stereofoniche, o può essere usato come altoparlante supplementare di un radioricevitore o di un televisore, dei quali la musicalità viene così ad essere notevolmente migliorata. *(a.n.)*

Charles Dartevelle

Una catena di amplificazione stereofonica compatta*

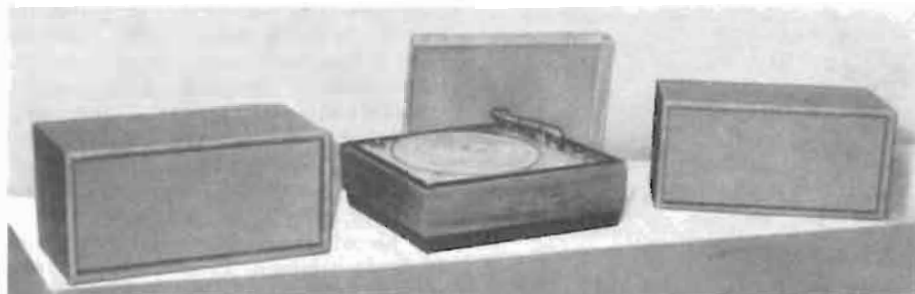



Fig. 1 - Aspetto del complesso stereofonico descritto nel corso dell'articolo.

Fig. 2 - Il principale componente del complesso è costituito dalla piastra giradischi tipo VGL prodotta dalla ditta danese Bang e Olufsen.

Il rimprovero più frequentemente sollevato nei confronti dei complessi di amplificazione stereofonica è quello dell'ingombro, ciò che del resto non può meravigliare se si considera che è indispensabile, in tal caso, disporre di due separati elementi di riproduzione acustica.

È vero che esiste anche la soluzione di un unico mobile nel quale sono raggruppati oltre che gli organi di lettura e di amplificazione, anche i sistemi di altoparlanti. A nostro giudizio, tuttavia, non riteniamo di poter attribuire a tali realizzazioni la qualifica di « catene stereofoniche », e ciò fondamentalmente per la insufficiente distanza esistente fra i gruppi di altoparlanti relativi a ciascun canale.

Non resta dunque che la soluzione degli altoparlanti separati e, possibilmente, montati in dispositivi acustici di dimensioni molto ridotte.

Tuttavia, per voler far troppo, si eccede spesso in senso inverso, e se in effetti si perviene a dei complessi veramente miniaturizzati (lo testimoniano alcune realizzazioni presentate all'ultimo « Festival Internazionale del Suono »), si può affermare, senza tema di smentite, che in definitiva non si ottiene alcun sensibile vantaggio dal punto di vista propriamente acustico. In altri termini, ciò significa che è cosa ragionevole non scendere al disotto di un certo volume di ingombro. È proprio quanto hanno compreso i progettisti della « compatta » catena di amplificazione che ci apprestiamo a descrivere, passandone in rassegna alcuni degli aspetti più significativi.

Una piastra giradischi, due unità di amplificazione transistorizzate, due complessi acustici di dimensioni ridotte: ecco gli elementi fondamentali costituenti la catena di amplificazione stereofonica che ci apprestiamo ad analizzare.

1. - LA PARTE MECCANICA

In ogni complesso per la riproduzione di dischi che si rispetti, l'elemento base è costituito dalla piastra di lettura, cui è normalmente associato il braccio ed il fono-rivelatore.

I nostri lettori ben sanno, per averlo spesso letto in numerosi articoli precedentemente dedicati all'alta fedeltà, che i suddetti diversi elementi devono — se si vuole pervenire a dei risultati eccellenti — esser progettati e scelti gli uni in funzione degli altri.

Questa medesima considerazione è quella che ha convinto anche il Club Francese del Disco a scegliere per il proprio impianto di riproduzione, la eccellente piastra di lettura tipo VGL, costruita dalla nota Ditta danese Bang e Olufsen. Esistendo al riguardo numerose pubblicazioni, noi ci limiteremo in questa sede a ricordare soltanto alcune caratteristiche di questa realizzazione: piastra rotante (1,5 kg) realizzata in metallo amagnetico, diametro del piatto cm 28,5; motore a quattro poli del tipo ad isteresi; sistema di trascinamento mediante cinghietta elastica; regolazione fine delle velocità (16-33-45 e 78 giri/minuto) con dispositivo a frizione; stroboscopio incorporato.

Si noti che il braccio di lettura asso-

(*) Toute l'Electronique, novembre 1964, pag. 421 e segg.

Fig. 3 - Aspetto complessivo dei moduli transistorizzati: in (1) l'alimentatore regolato; in (2) e (3) i preamplificatori e gli amplificatori di potenza relativi ai due canali; in (4) collegamenti di uscita dei transistori di potenza montati direttamente sull'altro lato della piatra di alluminio utilizzata come radiatore termico.

ciato alla piastra suddetta è il modello ST/L (lunghezza: 223,5 mm), uno dei pochi del resto ad essere munito di dispositivo di compensazione della forza centripeta; il fonorivelatore è il tipo SP2 sempre di produzione Bang e Olufsen, che associa alle eccellenti caratteristiche meccaniche, ottime caratteristiche elettriche.
Fatti questi indispensabili richiami, passeremo ora ad analizzare la sezione elettronica dell'apparecchio la quale è completamente transistorizzata e naturalmente progettata per una riproduzione stereofonica.

2. - LA SEZIONE ELETTRONICA

La sezione di amplificazione è composta da tre parti distinte, che esamineremo successivamente, e cioè: gli stadi di compensazione della caratteristica di registrazione; i circuiti di correzione e l'amplificatore di potenza; l'alimentatore stabilizzato.

2-1. - Gli stadi preamplificatori

Poichè il fonorivelatore utilizzato è del tipo magnetico (a riluttanza variabile) e quindi a bassa sensibilità (1,4 mV_{eff} cm/sec), e con caratteristica lineare, si rende indispensabile l'impiego di un preamplificatore di correzione, da una parte per elevare il segnale di ingresso ad un opportuno livello, dall'altra per compensare efficacemente la caratteristica di registrazione.
Questa funzione è affidata a due transistori, rispettivamente un AC107 ed un AC126 collegati in cascata (fig. 4); il tipo AC107 è stato prescelto per lo stadio di entrata principalmente in ragione del basso rumore che esso presenta, caratteristica quest'ultima sempre importante quando si tratta di amplificare dei segnali a livello molto basso. Questo transistore è collegato direttamente, tramite il proprio circuito di base, al fonorivelatore di cui è equipaggiata la piastra di lettura; detto collegamento è attuato tramite un condensatore da 10 μF in serie, onde isolare, per quanto riguarda la componente continua, gli avvolgimenti della testina magnetica dalle tensioni esistenti nel circuito di base dell'AC107.
Tenuto conto dei valori scelti per i componenti, l'impedenza d'ingresso dello stadio si trova normalmente adattata a quella di uscita del fonorivelatore, condizione indispensabile per un buon funzionamento.
Le tensioni di bassa frequenza destinate a raggiungere lo stadio seguente sono prelevate sul collettore dell'AC107 e ai capi della resistenza di carico da 27 kΩ; si noti che fra la base dell'AC107 ed il collettore dell'AC126 è riportato un ampio segnale di contro-reazione in corrente continua, la cui principale funzione è quella di stabilizzare il funzionamento del complesso. L'entità di tale controreazione è determinata mediante la resistenza serie di 12 kΩ e le due resistenze rispettivamente di 15 kΩ e 220 Ω; giocando sul reciproco rapporto di questi elementi resistivi, è possibile modificare il guadagno del circuito, ed anche il rapporto segnale/disturbo dei due stadi singoli.
Con i valori indicati nello schema elettrico, il guadagno ottenuto è di circa 35 dB, con un rapporto segnale/disturbo dell'ordine di — 65 dB; sotto le normali condizioni di utilizzazione, il tasso di distorsione si mantiene inferiore allo 0,5%, intendendosi tale valore riferito ad un segnale di entrata pari a 10 mV.
Per quanto concerne il secondo stadio equipaggiato con l'AC126, esso contribuisce evidentemente in notevole misura all'ottenimento dei risultati precedentemente indicati. Poichè il collegamento fra i due stadi è diretto, i rischi di rotazione di fase in corrispondenza delle basse frequenze sono evidentemente ridotti a zero.
Una volta amplificati, i segnali di bassa frequenza sono presenti ai capi della resistenza da 10 kΩ esistente nel circuito di collettore dell'AC126. Si badi che è proprio a questo livello che ven-

Fig. 4 - Ciascun canale di amplificazione comprende gli stadi preamplificatori equipaggiati rispettivamente con un transistore AC107 a basso rumore, seguito da un AC 126. Accoppiati in corrente continua, questi due stadi sono sottoposti ad una controreazione selettiva che opera la correzione della caratteristica di registrazione: quest'ultima è conforme allo standard R.I.A.A. Con i valori indicati, il guadagno del complesso raggiunge + 35 dB per un rapporto segnale/disturbo di circa — 65 dB. Il tasso globale di distorsione è soltanto dello 0,5% per un segnale d'entrata di 10 mV.

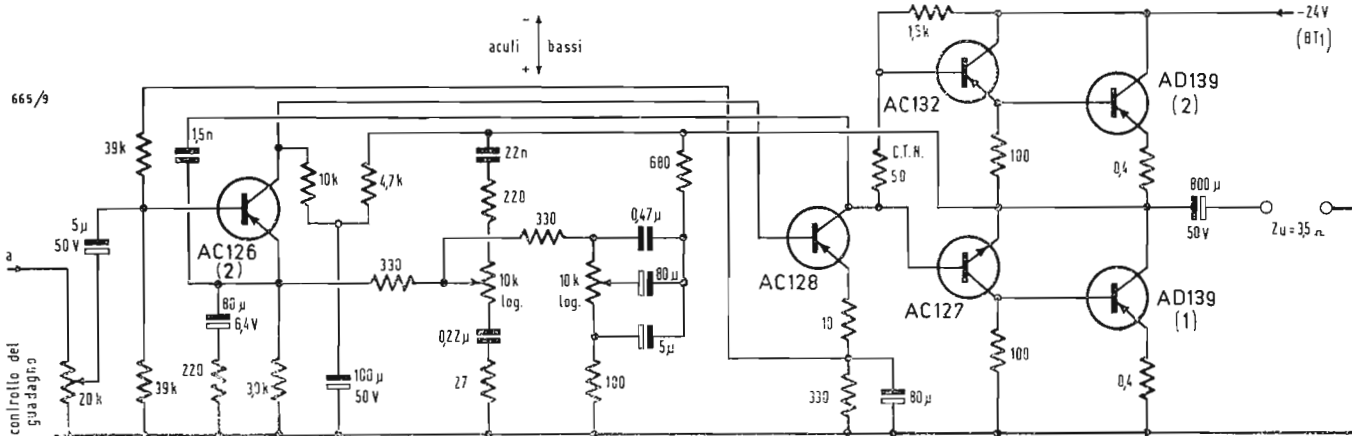



Fig. 5 - Lo stadio di correzione (AC 126) e l'amplificatore di potenza di ciascun canale sono realizzati su una stessa basetta di circuito stampato. Su quest'ultima trova posto anche il preamplificatore (Fig. 4). Si noti che i transistori di potenza sono montati all'esterno su un radiatore di alluminio di un certo spessore.

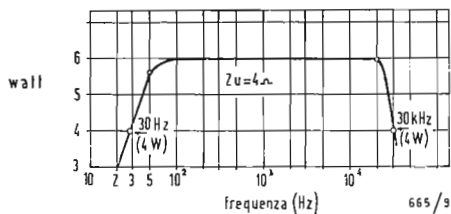



Fig. 6 - Curva di responso potenza/frequenza degli amplificatori. Il comportamento di questi è assai soddisfacente essendo possibile ottenere la potenza di 6 W fra 100 Hz e 20 kHz. Si noti che sia a 30 Hz che a 30 kHz si ottiene ancora una potenza di uscita di 4 W, ampiamente sufficiente nelle normali condizioni di ascolto in locali di abitazione.

gono prelevate le tensioni di controreazione destinate all'emettitore dell'AC107; due reti di correzione del tipo RC (120 kΩ/22 nF; 15 kΩ/2,2 nF) operano l'esaltazione dei toni gravi e l'attenuazione degli acuti, onde ottenere una corretta lettura della registrazione del disco.

La curva di risposta ottenuta — e debitamente verificata — è quella dello standard R.I.A.A.; si noti che essa tiene conto della risposta propria relativa al fono-rivelatore utilizzato, il che consente di ottenere un segnale di uscita costante entro ± 1 dB fra 20 Hz e 15 kHz (punto *a* figura 4).

2-2. - I circuiti di correzione e l'amplificatore di potenza

Un secondo transistore AC126 equipaggia lo stadio corrispondente ai circuiti di correzione del timbro. È appunto sulla base di questo transistore che vengono applicati i segnali provenienti dall'amplificatore propriamente detto. Un potenziometro del valore di 20 kΩ consente di dosarne l'ampiezza e, conseguentemente, di regolare la intensità acustica del segnale generato dall'amplificatore di potenza.

I lettori più esperti avranno certamente riconosciuto nei circuiti utilizzati per la correzione del timbro, una configurazione derivata da quella di Baxandall. L'andamento della curva di risposta dello stadio è infatti controllato mediante una contro-reazione selettiva attuata tra collettore ed emettitore dell'AC126.

Sempre a proposito di questo stadio, precisiamo che sono state assunte numerose precauzioni, onde ottenere una eccellente stabilità di funzionamento. Sono state quindi previste tre reti di contro-reazione: la prima, fra l'emettitore dell'AC126 e il collettore dell'AC 128, funzionante in corrente alternata (si noti la presenza di un condensatore di 1,5 μF in serie con la connessione considerata); la seconda, in corrente continua, fra la base dell'AC126 e l'emettitore dell'AC128; la terza, infine, certamente la più importante, fra il collettore dell'AC126 e l'uscita dello stadio di potenza; non deve dunque meravigliare se — date tante precauzioni — l'apparecchio non manifesta alcuna tendenza all'oscillazione ed è caratterizzato da una banda passante particolarmente ampia.

Come già per gli stadi precedenti, il collegamento fra l'AC126 (2) e l'AC128 è del tipo diretto in corrente continua, configurazione che presenta numerosi vantaggi. Si noti, in serie con la connessione di collettore dell'AC128, una resistenza NTC destinata a compensare qualsiasi eventuale deriva termica.

Per quanto concerne l'inversione di fase e l'amplificazione di corrente necessaria al pilotaggio dello stadio di uscita, resta poco da precisare, in quanto la configurazione circuitale è del tutto tradizionale ed attuata con due transistori AC132 e AC127 (p-n-p e n-p-n), collegati l'uno con emettitore a massa e l'altro con collettore a massa.

Vengono utilizzate due identiche resistenze di carico (100 Ω), l'una in serie con l'emettitore dell'AC132 e l'altra in serie con il collettore dell'AC127. È proprio ai capi di queste due resistenze che sono presenti i segnali di bassa frequenza, opportunamente sfasati, necessari per pilotare il circuito push-pull in serie equipaggiato con i transistori AD139.

Per evitare qualsiasi eventuale variazione termica, in serie ai circuiti di emettitore dei transistori di potenza, sono state impiegate delle resistenze di debole valore (0,4 Ω); i segnali di

Fig. 7 - Curve di distorsione armonica (in tratto continuo) e di distorsione di intermodulazione (in tratteggio): quest'ultima è stata rilevata considerando le frequenze di 50 Hz e 5000 Hz.

bassa frequenza prelevati tramite un condensatore di isolamento di elevato valore (800 μF) dal punto comune alla connessione dell'emettitore e del collettore rispettivamente dei due AD139, sono applicati agli altoparlanti.

Tenuto conto del circuito utilizzato, la normale impedenza di uscita è pari a 3,5 Ω; tuttavia all'uscita dell'amplificatore può essere senz'altro applicato qualsiasi modello di altoparlante con impedenza compresa fra 2,5 Ω e 15 Ω. Evidentemente, soltanto la massima potenza disponibile nei picchi di modulazione potrà variare in funzione del valore dell'impedenza di utilizzazione prescelta.

2-3. - L'alimentatore

Un alimentatore di tipo stabilizzato completa l'apparecchio (vedi fig.8). Esso fornisce i 24 V necessari al funzionamento del complesso ed impiega oltre che un diodo Zener come elemento di tensione di riferimento, tre transistori, fra cui uno di potenza (OC26). La rettificazione della tensione alternata di rete è attuata da un classico circuito a ponte che fornisce una corrente di 1,4 A alla tensione di 24 V. Il filtraggio è assai semplicemente eseguito da un condensatore di valore elevato (2000 μF); la regolazione automatica di tensione è attuata mediante il transistore OC26 in serie sulla linea di alimentazione.

La tensione di comando viene prelevata a mezzo di un dispositivo potenziometrico inserito fra il punto a — 24 V e la massa; qualsiasi variazione di tensione rispetto a — 24 V viene in tal modo trasmessa alla base dell'AC126 (la cui tensione di emettitore è stabilizzata mediante lo Zener ZL12); dopo una opportuna amplificazione da parte del transistore AC128, collegato in cascata, la variazione di tensione viene modificata conseguentemente alla polarizzazione di base dell'OC26, ed in tal modo viene compensato lo scarto di tensione che si manifesta rispetto al valore nominale della medesima.

Un potenziometro regolabile da 2,2 kΩ consente la regolazione una volta per tutte, del livello della tensione di uscita; si noti, infine, che il circuito è protetto da un fusibile tarato (1,6 A) del tipo ad intervento rapido, che evita quindi qualsiasi danneggiamento conseguente ad un eventuale brusco aumento di tensione di rete non controllabile da parte del circuito di stabilizzazione.

3. - PRESTAZIONI E RISULTATI DI MISURA E DI ASCOLTO

Presentato dalla casa costruttrice (Società Jason, Paris 20) come un modello da 6 W, l'apparecchio mantiene effettivamente le caratteristiche denunciate, se lo si giudica dalla curva potenza/frequenza (che abbiamo rilevata e riprodotta in fig. 6).

La caratteristica più interessante è senza dubbio l'eccellente comportamento dell'amplificatore in corrispondenza delle frequenze elevate; esso infatti fornisce la potenza di 6 W a 20 kHz, cosa non indifferente se si considera trattarsi di un circuito a transistori.

Anche per quanto riguarda le frequenze gravi, il comportamento è ancora soddisfacente sebbene la massima potenza fornita a 20 Hz sia soltanto la metà di quella rilevata a 1000 Hz. Non dobbiamo, tuttavia, dimenticare trattarsi di una catena di amplificazione assai « compatta », destinata ad essere impiegata in ambienti di cubatura limitata e dalla quale nel caso ci si contenti di una potenza di uscita inferiore alla massima rilevata, è possibile ottenere una banda evidentemente più ampia.

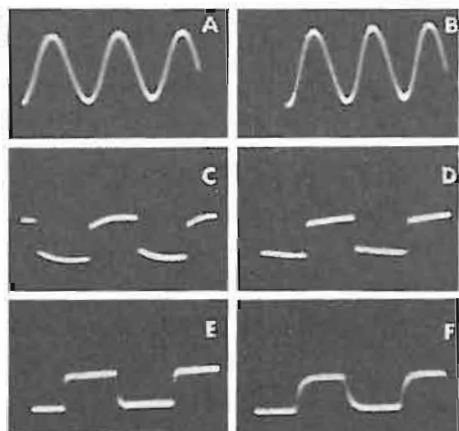
Fig. 8 - L'alimentatore regolato comprende tre transistori, fra cui un OC 26. Quest'ultimo, come i transistori degli stadi di uscita, è montato fuori della basetta del circuito stampato e ad essa collegato mediante fili flessibili.

A proposito della massima potenza di picco segnaliamo — e la cosa ci pare interessante — che a 1000 Hz e con una impedenza di carico di 3,5 Ω, l'amplificatore è in grado di fornire 12 W_{eff} senza che ciò possa minimamente sovraccaricare il circuito; unica valida osservazione è che sotto tali condizioni può manifestarsi un certo sovraccarico nei circuiti di alimentazione, cosa del resto del tutto normale.
Le curve illustrate in figura 7 ci danno un'altra prova delle ottime caratteristiche dell'apparecchio. Esse si riferiscono al tasso di distorsione armonica e di intermodulazione e ci consentono di considerare perfettamente corretto il comportamento dell'amplificatore di potenza.
Questa impressione trova conferma nell'esame dei diversi oscillogrammi rilevati nel corso del funzionamento.
Nelle sezioni A e B di fig. 9 sono fotografati gli oscillogrammi relativi ad un segnale sinusoidale con una potenza di uscita di 6 W (a 100 Hz e 10 kHz): nessuna critica da formulare a proposito del bilanciamento delle caratteristiche dello stadio finale in push-pull che si attua nelle migliori condizioni.
Gli oscillogrammi seguenti (sezioni da C ad F di figura 9) danno un'idea del comportamento del complesso quando ad esso vengano applicati dei segnali ad onda quadra: detti oscillogrammi sono stati ottenuti rispettivamente a 30 Hz, 100 Hz, 1000 Hz e 10 000 Hz.
Il loro esame ci evita qualsiasi ulteriore commento.
Precisati questi diversi punti, poniamoci ora dal punto di vista dell'utente.
Occupiamoci anzitutto delle caratteristiche d'ingombro; viste le modeste dimensioni del complesso esso può trovar posto facilmente in qualsiasi ambiente, anche se piccolo. I due elementi di riproduzione acustica possono essere infatti facilmente sistemati sugli scaffali di una libreria sia orizzontalmente che verticalmente, senza alcun inconveniente. Quanto al contenitore del complesso elettronico esso è appena leggermente più grande del piatto giradischi in esso inserito. Si noti l'opportunità e l'utilità pratica di un coperchio trasparente di protezione.
Poichè tutti i circuiti sono transistorizzati l'entrata in funzione del dispositivo è immediata in quanto gli amplificatori funzionano non appena ad essi venga applicata la tensione di alimentazione.
Aggiungiamo che i diversi comandi a disposizione dell'utente (presenti sul lato destro della piastra giradischi) sono di facile manipolazione e le regolazioni da essi consentite di notevole efficacia.
Sul retro dell'apparecchio sono presenti due prese miniatura di raccordo; esse consentono il collegamento dei complessi acustici mediante i cavetti destinati a questo scopo.
Tutto, dunque, è stato previsto per ottenere la massima comodità da parte dell'utente, cui non resta in pratica altra manovra da eseguire, se non quella semplicissima del collegamento dell'apparecchio alla rete di alimentazione ed ai diffusori acustici.
Ciò fatto non gli resta che il piacere dell'ascolto della musica la quale, riprodotta da questo eccellente piccolo complesso, è di una qualità pari a quella ottenibile da realizzazioni assai più complesse. *(l.c.)*

Fig. 9 - Oscillogrammi rilevati sull'apparecchio in funzione: in *A* e *B*, la potenza di uscita è di 6 W e le frequenze del segnale sinusoidale rispettivamente di 100 Hz e 10 kHz. Da *C* a *F* è illustrato il comportamento dell'apparecchio rispetto a dei segnali ad onda quadra rispettivamente di 30 Hz, 100 Hz, 1000 Hz e 10 000 Hz.

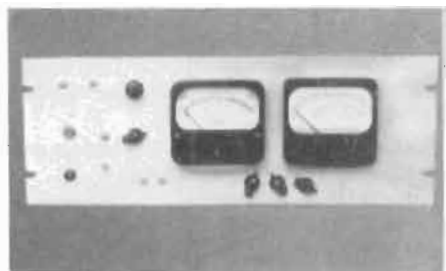
Apparecchi e componenti per alta fedeltà

Al Centro Commerciale Americano di via Gattamelata 5, nel Quartiere della Fiera di Milano, si tenne la mostra specializzata di « Apparecchi e Componenti per Alta Fedeltà e Stereofonia » che è stata visitata da più di 5 000 persone di cui 1 300 operatori economici.
Gli apparecchi esposti hanno non solo entusiasmato i tecnici e i più sofisticati amatori con le ultime novità, ma hanno anche convinto coloro che si avvicinavano a questo campo per la prima volta, che possedere un buon impianto stereofonico ad alta fedeltà non è più un lusso permesso a pochi, ma una possibilità raggiungibile dai più. Accanto alle costose « Rolls Royce » dei componenti ad alta fedeltà stavano le miracolose « 600 » che riservano risultati insperati a chi se ne avvale.
A chiusura della mostra, le vendite assommano a 160 000 dollari; entro il prossimo anno si prevede un giro di affari di oltre 1 000 000 di dollari da parte delle ditte presenti a tale manifestazione. Sono stati inoltre conclusi 5 contratti di rappresentanza ed alcuni altri sono in corso di stipulazione sia per l'Italia che per l'estero. *(a.n.)*

Nuovo Radar per il porto di Ijmuiden

Un nuovo impianto radar sostituirà quello in servizio già da 12 anni al porto di Ijmuiden in Olanda.
Come il precedente, questo secondo impianto di controllo radar è stato costruito dalla N.V. Philips Telecommunicatie Industrie di Hilversum.
Esso comprende due stazioni rice-trasmittenti, 4 schermi di avvistamento ed un'antenna orientabile. Da quando nel porto di Ijmuiden nel 1952, è stato installato l'impianto radar, 1385 navi, su un movimento totale di 3728, hanno potuto entrare o uscire dal porto senza alcun pericolo in condizioni atmosferiche difficili, grazie all'aiuto del radar.

Alberto Albertini

Indicatore di livello sonoro integrato

La misura del livello sonoro in un determinato punto di una catena di amplificazione non presenta particolari difficoltà quando questo livello ha un valore costante.
Nella pratica utilizzazione delle catene di amplificazione, il livello sonoro non ha mai un valore costante, esso segue le continue variazioni del volume della sorgente sonora, e queste variazioni hanno l'andamento più disparato. In fig. 1, linea continua, sono riportate le curve di volume di alcune sorgenti sonore. In *B* la parola, in *C* il rumore di un ciak ed in *D* una fucilata.
È evidente che uno strumento di misura, dotato di una propria inerzia meccanica, può seguire le variazioni di volume solo entro certi limiti. Uno strumento invece privo di inerzia capace di seguire tutte le variazioni di volume sarebbe dotato di una eccessiva mobilità e l'occhio non riuscirebbe a individuarne le indicazioni.
Nel primo caso si misura la tensione efficace con uno strumento a bobina mobile. Il tempo di salita e di discesa (0 — 90%) è stato standardizzato in 180 msec. L'indicazione dello strumento, rispetto al valore reale della modulazione è rappresentata dalla linea tratteggiata in fig. 1 A, B, C, D.
Nel secondo caso si fa uso di uno strumento a bassissima inerzia, quale uno specchietto mosso da un galvanometro che deflette un raggio luminoso.
Il tempo di salita è di 10 msec., il tempo di discesa è stato portato a 1,5 sec. al fine di rendere « visibile » l'indicazione. L'indicazione dello strumento è rappresentata dalla linea tratteggiata in fig. 1 E.
Si nota che nel primo caso l'indicazione risulta tanto più falsata, quanto più la variazione di livello è rapida, però si ha una approssimata equivalenza delle superfici comprese tra l'asse orizzontale e, rispettivamente, la linea continua e la linea tratteggiata. Ciò significa che lo strumento soddisfa assai bene l'esigenza di fornire un'indicazione quantitativa dell'energia sonora.
Nel secondo caso (fig. 1 E) lo strumento segue egregiamente le variazioni di ampiezza in salita ma conserva l'indicazione anche quando il suono si è estinto da un tempo largamente avvertibile dai nostri sensi. Ciò crea un senso di asincronismo tra suono e immagine (dell'indicazione). Lo strumento è adatto per la verifica dei livelli massimi ma può creare un certo disagio in chi è abituato a seguire e correggere il livello di certi tipi di registrazione sonora.

Questi due tipi di strumentazione rappresentano tendenze diverse ed ogni operatore in base alla propria esperienza preferisce l'uno o l'altro, ma in entrambi i casi sa trarre ottimi risultati proprio per la conoscenza del mezzo, acquisita con il mestiere.

Ciò non toglie che le indicazioni di uno strumento a elevata inerzia (180 msec.) possano essere integrate nella zona delle sovrammodulazioni con un secondo strumento. Una simile soluzione unisce al vantaggio di una maggiore aderenza tra suono e immagine, data dallo strumento a bobina mobile, l'evidenza di indicazione di uno strumento che entra in funzione solo quando vengono sorpassati i limiti stabiliti.

1. - PROGETTO DELLO STRUMENTO INTEGRATO

La misura deve essere effettuata su di una linea 600 Ω.
Il campo di misura si estende normalmente da + 4 dBm a + 22 dBm. In questo caso dato che lo strumento deve essere dotato di un suo circuito di amplificazione, il campo di misura può essere esteso da — 10 dBm a + 30 dBm.
Lo strumento deve essere allacciato alla linea suono senza alterarne il carico, quindi deve presentare un'impedenza molto superiore a 600 Ω.
La massa dello strumento deve restare isolata dalla linea.
Un trasformatore (fig. 2) con rapporto 3 : 1 caricato con 600 sul secondario, trasferisce al primario un carico Z, di 5400 Ω.
Il primario è caricato con una resistenza da 4800 Ω che in serie dell'impedenza della linea formano i 5400 richiesti. La linea è caricata a sua volta da 4800 + 5400 × 10.200. L'impedenza della linea risulta abbassata a 566 Ω. La tensione V_2 ai capi del primario è 0,53 V_1. Per la massima tensione prevista (24 V_{eff}) la dissipazione del trasformatore è $(0{,}53\ V_1)^2/Z_1$ = 30 mW circa.
Il carico del secondario del trasformatore è costituito da un attenuatore a T 600 Ω con attenuazioni di 0-10-20-30-40 dB.

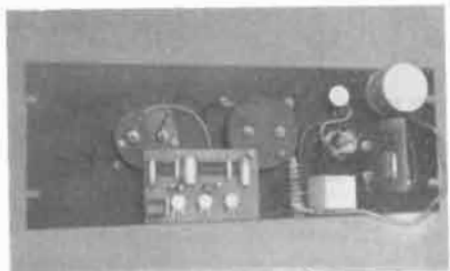
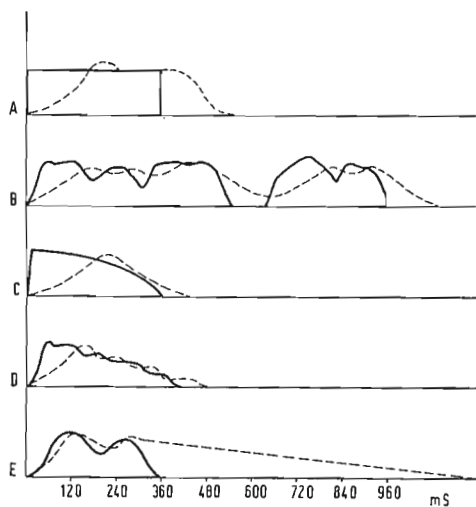
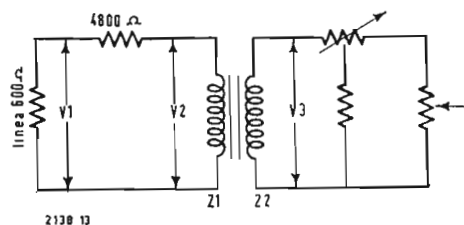



Fig. 1 - Andamento di alcuni livelli sonori: ——————livello reale, — — — — —livello indicato.

Il secondo braccio dell'attenuatore è caricato da un potenziometro da 600 Ω. Con questo si possono ottenere le regolazioni intermedie alle posizioni del primo attenuatore. La posizione del cursore del potenziometro non altera sensibilmente il carico sull'attenuatore poichè l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore che segue è sufficientemente elevata.

Così tutti i livelli compresi tra — 10 dBm e + 30 dBm possono essere attenuati al valore minimo previsto di — 10 dBm pari a 0,24 V_{eff}.

La tensione V_3 per il minimo segnale, è:

$$\frac{0{,}53\ V_1}{3} = 0{,}0424\ V_{eff}$$

tale tensione serve da riferimento per la taratura degli strumenti e a tale valore viene riportato qualsiasi altro livello (— 10 + 30 dBm) per mezzo delle attenuazioni descritte. La fig. 3 rappresenta la parte elettronica.

I primi due stadi costituiscono un amplificatore di circa 40 dB perfettamente lineare alle frequenze audio e con una distorsione inferiore allo 0,5%.

Il carico di uscita ammesso è abbastanza basso (600 Ω).

Il guadagno dell'amplificatore può essere modificato variando R_4 oppure R_{10}.

Il segnale amplificato è prelevato da due potenziometri R_{12}, R_{13}. Il cursore di R_{12} calibra il segnale sullo strumento S_1 indicatore di tensione efficace, R_{11} unitamente ai bracci del potenziometro costituisce il carico dello strumento.

Il cursore di R_{13} preleva il segnale per lo strumento S_2 indicatore di picco. V_3 è un transistore normalmente in stato di interdizione. Mentre il partitore R_{14} R_{17} mantiene la base ad una tensione di circa — 4,5 — 5 V, l'emettitore è mantenuto a — 6 V dal diodo Zener D_1 il quale lavora nel tratto rettilineo della sua caratteristica a causa della corrente che circola per mezzo di R_{16}. La base risulta positiva rispetto all'emettitore e il transistore non conduce. Quando le tensioni alternate provenienti dall'amplificatore, sommate alla polarizzazione, riescono a portare la base ad un valore negativo rispetto all'emettitore, V_3 entra in brusca conduzione (fig. 4) R_{15} e lo strumento S_2 sono attraversati da corrente. R_{18} serve ad attenuare la sensibilità dello strumento S_2 al fine di poterne graduare il percorso della lancetta sulla scala in base a dei valori di sovrammodulazione predeterminati.

La prova pratica dello strumento si rivela molto interessante.

Come tutti gli esperimenti atti a mettere in evidenza un particolare fenomeno, riservano delle sorprese, anche in questo si può rilevare che l'andamento delle modulazioni è assai diverso da come appaiono sullo strumento normale.

Lo strumento viene tarato con un segnale fisso per un determinato livello massimo. A questo livello corrisponde la posizione 0 dB 100% di modulazione del voltmetro S_1.

Fig. 2 - Circuito di ingresso.

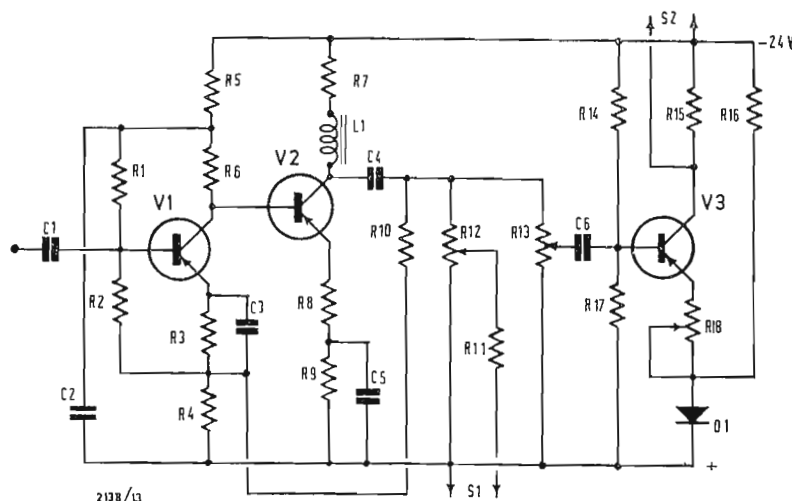



Fig. 3 - Schema del circuito di amplificazione. R_1 = 33 kΩ; R_2 = 12 kΩ; R_3 = 180 Ω; R_4 = 15 Ω; R_5 = 5,6 kΩ; R_6 = 330 Ω; R_7 = 180 Ω; R_8 = 8,2 Ω; R_9 = 47 Ω; R_{10} = 1,8 kΩ; R_{11} = 2,7 kΩ; R_{12} = = 2 kΩ; R_{13} = 2 kΩ; R_{14}, da tarare; R_{15} = 33 kΩ; R_{16} = 6,8 kΩ; R_{17} = 3,9 kΩ; R_{18} = 2 kΩ. C_1 = 25 µF, 15 V; C_2 = 500 µF, 15 V; C_3 = 1000 µF, 6 V; C_4 = 25 µF, 25 V; C_5 = 1000 µF, 6 V; C_6 = 25 µF, 15 V; L_1 : R = 100 Ω, L = 8 H; V_1 = OC75, AC151; V_2 = AC128, AC153; V_3 = = ASY27, AC151; D_1 = Zener, V_z = 6 V.

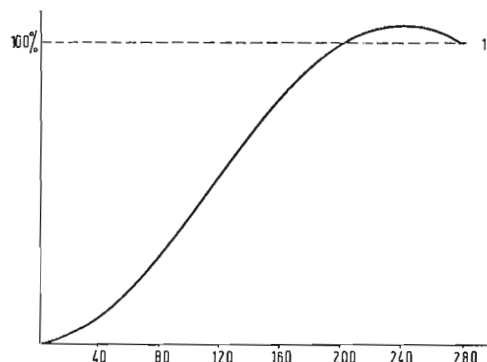



Fig. 5a - Curva di salita di uno strumento a bobina mobile.

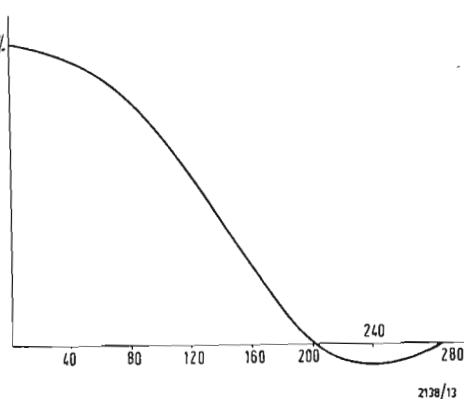



Fig. 5b - Curva di discesa di uno strumento a bobina mobile.

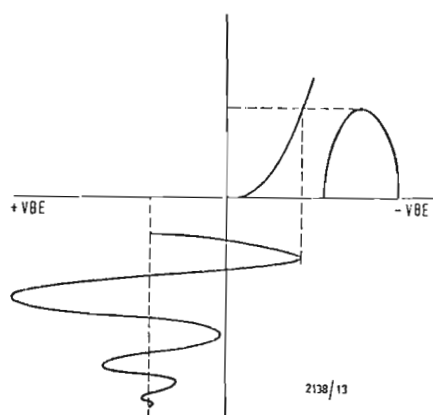



Fig. 4 - Principio di funzionamento dello stadio rettificatore dei picchi.

È sufficiente 1 dB di livello in più per portare la lancetta di S_2 a fondo scala. Tale sensibilità è eccessiva ed è opportuno regolarla mediante R_{18} in maniera che occorrano almeno 3 dB in più per raggiungere il fondo scala.

Applicando un segnale modulato si nota che la lancetta indicatrice dei picchi entra in funzione prima che il livello abbia raggiunto il 100% su S_1. In media la modulazione S_1 si deve mantenere 3-4 dB sotto il livello massimo per evitare l'entrata in funzione del secondo indicatore ovvero per evitare che i picchi superino il livello massimo stabilito.

Tale livello medio però è puramente indicativo poichè a seconda del tipo di modulazione si hanno picchi di entità e numero diversi.

In alcuni casi anche se il livello medio di modulazione è molto basso, è sufficiente sovrapporre dei suoni rapidi di entità sonora appena avvertibile che già l'indicatore di picco entra in funzione.

Un caso particolare è dato dai rumori le cui modulazioni brusche muovono appena lo strumento di valore efficace mentre in realtà sono di ampiezza superiore al 100% fissato. L'esame dei tempi di salita e di discesa dello strumento in questione ha portato alle curve di fig. 5a per la salita e 5b per la discesa. Il tempo di salita da 0 a 90% è di circa 180 msec. come prescritto dallo standard.

Il tempo di discesa è uguale.

Si nota un'inerzia all'inizio; del movimento ed una spinta alla fine. Questa spinta fa procedere la lancetta oltrela sua posizione per 40 msec. per poi ritornarvi in altri 40. La durata totale della salita è di 280 msec.. Ciò spiega come segnali di notevoli intensità ma di breve durata diano indicazioni fittizie su di uno strumento convenzionale.

Esperienze fatte con un segnale di intensità fissa pari al 110% del valore di taratura dello strumento e con durate variabili hanno dato i risultati di fig. 6. In *A* la durata del segnale è di 10 msec. e lo spostamento della lancetta è ap pena percettibile. In *B*, 20 msec. spostamento appena superiore. In *C*, 100msec. spostamento dell'80% e in *D*200 msec., spostamento del 95%. In nessuno di questi casi la lancetta ha raggiunto il valore del 110% pur essendo tutti i segnali di ampiezza uguale al 110%.

Lo strumento indicatore di picco, abbinato al voltmetro, in questa esperienza, è entrato in funzione anche per la durata di 10 msec.

Ciò conferma come alcune indicazioni possano essere paradossalmente sbagliate. Tuttavia l'esperienza dimostra che non è possibile evitare picchi di sovrammodulazione sia per la loro imprevedibilità sia perchè non è possibile abbassare eccessivamente il livello medio della modulazione.

È opportuno invece stabilire più d'una soglia di livello sonoro. Per esempio la prima soglia che esclude le sovrammodulazioni ed entro la quale si ottiene la massima qualità, la seconda soglia ammette sovrammodulazioni fino ad un determinato valore di distorsione e la terza il limite massimo ammissibile.

Ciò perchè non in tutti i suoni la distorsione è ugualmente avvertibile ed anche perchè non vale la pena di sacrificare l'insieme sonoro per evitare distorsioni che in pratica non sarebbero dannose.

Se da un lato lo strumento indica la inevitabilità dei picchi sovrammodulati a maggior ragione la sua presenza è utile per esplorare con precisione l'andamento della modulazione e per arricchire di ulteriori dati la zona critica del massimo livello ammissibile.

A.

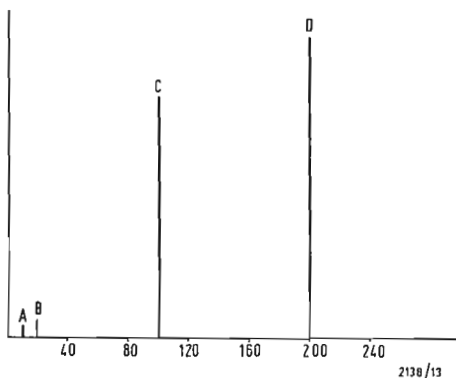
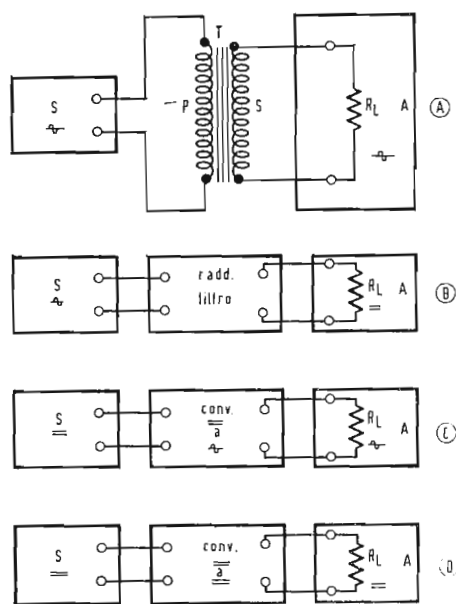



Fig. 6 - Ampiezza di indicazione riferita ad uno stesso segnale per diverse durate.

dott. ing. A. Longhi

L'alimentazione degli amplificatori a tubi elettronici e a transistori*

Fig. 1

(*) Rielaborato da Le Haut-Parleur, aprile 1965, pag. 32 e segg.

DAL PUNTO di vista dell'alimentazione, gli amplificatori di bassa frequenza, che sono apparecchi elettrici, possono essere considerati come una resistenza R_L, che derivata ai capi di una sorgente di energia elettrica di tensione E, consuma una corrente I, e si ha, secondo la legge di Ohm:

$I = E/R_L$.

Il consumo di potenza è:

$P = E^2/R_L = R_L I^2$,

le unità sono il volt, l'ohm, l'ampere e il watt. Si possono considerare vari casi:

1°) l'apparecchio deve essere alimentato con una tensione alternata e la sorgente, di cui si dispone, fornisce essa pure corrente alternata. Se la tensione che si deve applicare all'apparecchio, cioè alla resistenza equivalente R_L, non è uguale a quella della sorgente, si deve usare un trasformatore (v. fig. 1 *A*);

2°) la sorgente *S* fornisce una corrente alternata e l'apparecchio deve essere alimentato in continua. Si userà, in questo caso, un sistema che trasformi l'alternata in continua convenientemente filtrata (v. fig. 1 *B*);

3°) l'apparecchio richiede un'alimentazione in c.a. e la sorgente a disposizione dà c.c. Si deve impiegare un sistema convertitore da continua in alternata (v. fig. 1 *C*);

4°) l'apparecchio richiede c.c., la sorgente può fornire pure c.c., ma ad una tensione diversa da quella necessaria all'apparecchio. Si deve usare un convertitore c.c. a c.c. (v. fig. 1 *D*). Quest'ultimo può essere ridotto ad una semplice resistenza, quando la tensione disponibile è superiore a quella da applicare su R_L. Nel caso contrario, il convertitore è lui stesso un apparecchio elettronico relativamente complesso. Daremo qualche dettaglio di carattere pratico relativo a questi vari casi.

1. - IMPIEGO DI UN TRASFORMATORE

L'apparecchio di resistenza equivalente R_L deve essere alimentato in c.a. con una tensione di E_2 V. La sorgente dà E_1 V: la resistenza interna della sorgente (il più spesso la rete) R_s è trascurabile rispetto a R_L. Il trasformatore avrà un rapporto di trasformazione

$$N = \frac{n_2}{n_1} = \frac{E_2}{E_1},$$

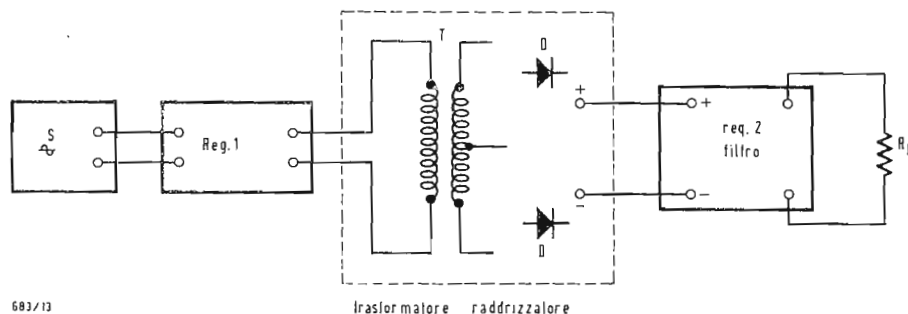
cioè il rapporto del numero di spire n_2 del secondario collegato a R_L, al numero di spire n_1 del primario collegato alla sorgente S è uguale al rapporto E_2/E_1 delle tensioni.

La determinazione delle caratteristiche del trasformatore necessario dipende da E_1, E_2 ed R_L.

Consideriamo dapprima R_L. L'apparecchio viene fornito con l'indicazione della tensione alternata di alimentazione E_2

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

e la seconda indicazione è la corrente consumata normalmente I_2, o la potenza consumata P_2. Se sono dati E_2 e I_2, si ha:
$R_L = E_2/I_2$ e $P_2 = E_2^2/R_L = R_L I_2^2$.
Si sa in conseguenza che la potenza del trasformatore deve essere P_2. Ci sarà evidentemente un secondario di n_2 spire, che possa fornire una corrente I_2 sotto E_2 volt. Il primario di questo trasformatore avrà n_1 spire e sarà calcolato per E_1 volt e I_1 ampere.
Esempio numerico: l'apparecchio è un amplificatore di bassa frequenza che consuma 50 W sotto 110 V c.a. a 50 Hz. La sorgente è di 240 V a 50 Hz. Il trasformatore avrà le seguenti caratteristiche:
Potenza 50 W o più; tensione primaria 240 V; tensione secondaria 110 V; rapporto di trasformazione $N = n_s/n_p =$ $= 110/240 = 0{,}46$; frequenza 50 Hz o meno. Il numero delle spire corrisponde a circa 7 spire/V. Le sezioni dei fili sono inversamente proporzionali alle tensioni o direttamente proporzionali alle correnti. Nel nostro esempio, con 7 spire/V, si ha:
$n_p = 7.240 = 1.680$ spire,
$n_s = 7.110 = 770$ spire.
Le correnti sono:
primario: $I_1 = 50/240 = 0{,}208$ A,
secondario: $I_2 = 50/110 = 0{,}452$ A.
Si tengano presenti le seguenti raccomandazioni importantissime:
1°) la frequenza per la quale è previsto il trasformatore può essere inferiore a quella di utilizzazione, per es. 25 Hz invece di 50 Hz, ma il trasformatore sarebbe più grosso e costerebbe di più. Al contrario un trasformatore previsto per 60 Hz (modelli americani in genere) non va bene in linea di principio per 50 Hz, ma molto spesso i fabbricanti americani hanno previsto i 50 Hz, e quindi, dopo una prova, si potrà adottare un trasformatore di 60 Hz;
2°) la potenza può essere superiore a quella richiesta, ma è poco raccomandabile aumentarla, perchè il trasformatore costerebbe più caro. Si noti tuttavia che il consumo resterebbe praticamente invariato.

2. - ALIMENTAZIONE IN ALTERNATA DI UN APPARECCHIO PER CORRENTE CONTINUA

Gli amplificatori di bassa frequenza a transistori vengono alimentati solamente in continua. Quelli a tubi elettronici vengono alimentati in alternata per i filamenti e in continua per l'alta tensione. Lasciando da parte i filamenti, l'alimentazione dei quali non presenta gravi difficoltà, restano da considerare due tipi di alimentazione: « alternata e continua »; quelle, l'uscita delle quali in continua è ad alta tensione, dell'ordine dai 200 ai 400 V (amplificatori a tubi elettronici) e quelle in continua a bassa tensione dell'ordine dai 9 a 40 V (transistori).

Un esempio completo di alimentazione alternata-continua è schematizzato nel diagramma funzionale di fig. 2. La sorgente *S* è la rete in ogni caso. Tra la sorgente e il trasformatore *T*, si può disporre un circuito preregolatore manuale, o meglio automatico, del tipo ben noto attualmente a saturazione magnetica. Questo apparecchio presenta il vantaggio di essere indipendente dall'alimentazione, di avere un funzionamento molto sicuro e un'efficacia integrale, a condizione di essere adattato molto correttamente al complesso di alimentazione.
La scelta di un regolatore di questo tipo è determinata da:
1°) le tensioni massima e minima della sorgente;
2°) la tensione nominale da ottenere all'uscita del regolatore;
3°) la potenza da fornire sotto la tensione nominale.
Esempio: tensioni di entrata da 100 a 140 V, tensione nominale 130 V, potenza 150 W.
Se l'apparecchio può essere collegato ad una sorgente di tensione sufficientemente stabile, il preregolatore è inutile e la connessione alla rete viene effettuata al primario di *T*, che può essere a prese 100-110-120-150-200-250 V od anche altre.
Il secondario di *T* dipende dalle caratteristiche della corrente e della tensione continua da ottenere, dallo schema circuitale, dal sistema del raddrizzamento a diodi e dallo schema e dalle caratteristiche del sistema di filtraggio. I tre dati principali sono: la tensione della sorgente alternata, la tensione continua da applicare all'apparecchio, cioè al carico equivalente R_L o, ciò che fa lo stesso, come si è detto più sopra, la corrente o la potenza consumata dall'apparecchio.
Il sistema di rettificazione sfrutta uno o più diodi. Nei circuiti più moderni, si usano di preferenza diodi semiconduttori al germanio o al silicio, che presentano due vantaggi rispetto ai diodi a vuoto: assenza di filamento e robustezza superiore in funzionamento corretto.
Il filtro può essere di due tipi: classici a elementi RC o LC ovvero a transistori con regolazione combinata.
Se si adotta il dispositivo preregolatore, non è necessario adottare il post regolatore associato al filtro.

3. - CIRCUITI PRATICI DI RETTIFICAZIONE

Daremo qui di seguito qualche esempio di circuiti raddrizzatori associati ai circuiti di filtro e convenienti per diversi usi in alta e in bassa tensione. Ecco qui da principio in fig. 3 un insieme di alimentazione con raddrizzatore a ponte a 4 diodi da D_1 a D_4 identici, per es. del tipo 41J2 Sesco o equivalenti. La ten-

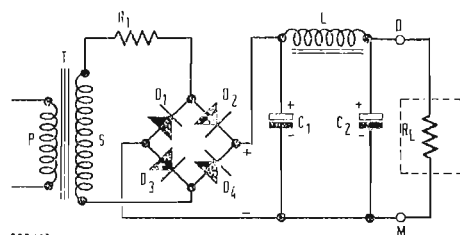
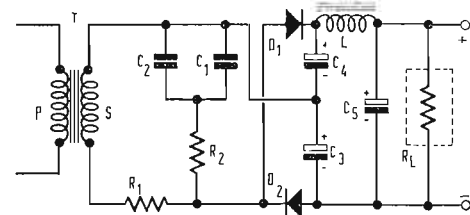
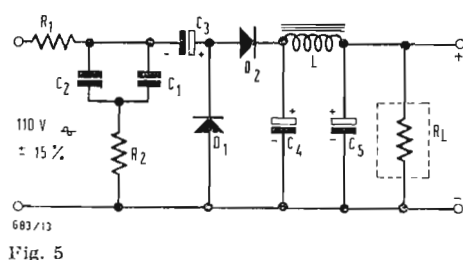



Tabella 1.

Versione	A	B	Unità
Tensione filtrata raddrizzata	220	220	V
Corrente raddrizzata	250	360	mA
Potenza (circa)	55	80	W
Diodi	41J2	41J2	—
$C_1 = C_2$	50	64	μF
L	1	1	H
Tensione a C_1	240	240	V
Tensione di ondulazione	1	1	V
Tensione efficace in S	226	233	V_{eff}, 50 Hz

Fig. 5

sione continua disponibile ai punti *DM* ai quali si connette l'amplificatore simboleggiato da R_L, è di 230 V. Si devono considerare due versioni: correnti fornite 250 mA e 360 mA (versioni *A* e *B*). I valori dei componenti dipendono dalla corrente fornita all'apparecchio R_L, cioè quella che attraversa la resistenza simbolica R_L. La tabella 1 dà i valori per ciascuna versione.

Ecco alcune informazioni supplementari su questo circuito studiato dalla Sesco.

Il trasformatore deve avere una potenza minima di circa 80 W per la versione *A* e 100 W per la versione *B*. A queste potenze bisogna aggiungere quelle dei filamenti. Per es., se si devono fornire anche 6,3 V con 6 A, la potenza supplementare è di 38 W circa; tenuto conto del rendimento, diviene 42 W, il che dà 120 W per la versione *A* e 140 W circa per la versione *B*. Le correnti alternate, che il secondario deve fornire sono circa 125 mA (versione *A*) e 180 mA (versione *B*), ma sono ammissibili anche valori superiori. La resistenza R_1 permette di regolare al valore desiderato la tensione continua di uscita. Se $R_1 = 50\ \Omega$, si hanno le tensioni indicate. Se la si aumenta, essa provoca una caduta di tensione di 2 V per 10 Ω. Essa deve essere di potenza e robustezza sufficienti per una corrente fino a 300 mA. Si raccomanda un tipo a filo.

Gli elettrolitici C_1 e C_2 devono avere le capacità indicate entro ± 5% circa. Esse non sono critiche; per es., invece di 50 μF si può usare un condensatore di 48 o di 55 μF, ma se la capacità è troppo piccola il filtraggio è meno buono e la tensione di uscita più bassa.

La tensione di servizio deve essere uguale o maggiore di 400 V, ma non deve superare 600 V. L'impedenza di filtro di 1 henry viene attraversata da una corrente da 125 a 180 mA. La sua resistenza in continua deve essere piccola e può essere determinata tenendo conto delle tensioni su C_1 (240 V) e su C_2 (220 V) il che corrisponde ad una caduta di tensione di 20 V. Per la versione *A*, la resistenza di *L* deve essere 20/0,125 = 160 Ω e per la versione *B*, la resistenza è 20/0,18 = 110 Ω. Praticamente conviene un tipo tra 100 e 200 Ω e si regola la tensione di uscita variando la resistenza R_1, che tuttavia non deve in nessun caso essere minore di 40 Ω.

4. - CIRCUITI DUPLICATORI

La fig. 4, dà lo schema del circuito di alimentazione facente uso del raddrizzatore Latour a due diodi fabbricati dalla Sesco. Il circuito Latour consente una separazione fra il secondario *S* (o la stessa rete) e i due punti di uscita. Per una maggior sicurezza, è tuttavia preferibile adottare un trasformatore 110/110, che isoli il raddrizzatore dalla rete.

È evidente che il primario di *T* potrebbe essere anche previsto per qualunque altra tensione diversa da 110 V. Il secondario deve essere a 110 V per ottenere 220 V continui su R_L (l'apparecchio). La corrente fornita a R_L è di 360 mA. R_1 è la resistenza di protezione, mentre $C_1 + C_2$ e R_2 costituiscono un filtro di protezione contro le sovratensioni. Il filtraggio è assicurato da *L* associata ai condensatori C_4, C_3 e C_5. Ecco i valori dei componenti: $R_1 = 5\ \Omega$; $R_2 = 680\ \Omega$; $C_1 = 0{,}25$ μF; $C_2 = 1000$ pF; $C_3 = 120$ μF, 400 V lavoro; $C_4 = 120$ μF, 400 V lavoro; $C_5 = 64$ μF, 400 V lavoro; $L =$ = 2 H per la corrente di 400 mA e di bassa resistenza, dell'ordine di 100 Ω. I diodi raddrizzatori da impiegare sono di tipo 50J2 al germanio o 45J2 al silicio, entrambi della Sesco.

Con gli stessi diodi si può costituire il circuito di fig. 5, che è noto come duplicatore Schenkel. Si vede che l'entrata in alternata a 110 V presenta un punto comune con l'uscita continua 220 V, 360 mA.

Per una maggior sicurezza, si raccomanda di disporre all'ingresso, come nel circuito precedente, un trasformatore che dia 110 V al secondario. I valori dei componenti sono gli stessi di quelli del circuito precedente, salvo i seguenti: $R_1 = 15\ \Omega$; $C_5 = 120$ μF.

La tensione « nominale » 110 V applicata all'entrata può essere aumentata o diminuita del 15% (cioè di 17 V circa) per ottenere all'uscita una tensione continua variata nelle stesse proporzioni approssimativamente. Per consumi minori di 360 mA, i raddrizzatori danno all'uscita una tensione un po' più alta. Si può ridurla, se necessario, aumentando R_1 o diminuendo la tensione applicata ai raddrizzatori dal secondario, o anche, se il primario è a presa, connettendo la rete ad una presa corrispondente ad un rapporto in discesa, per esempio la presa 130 V sulla rete 110 V.

5. - RADDRIZZATORI DI BASSA TENSIONE

Vengono usati per i circuiti a transistori alimentati dalla rete.

In linea di principio non ha importanza quale amplificatore di bassa frequenza a transistori debba essere alimentato dalla rete, a condizione che il dispositivo alimentatore fornisca una tensione continua più pura possibile, stabile e di giusto valore, cioè presentante una differenza minima con la tensione nominale richiesta; una differenza dal ± 1 al ± 3% è perfettamente ammissibile. Questa raccomandazione è valida anche per i circuiti a tubi elettronici, ma per questi ultimi, variazioni del ± 10% della tensione nominale, non possono in generale influenzare la qualità della riproduzione dell'amplificatore e raramente la sua sicurezza di funzionamento, mentre coi circuiti a transistori, una tensione troppo bassa, soprattutto per lo stadio finale, aumenta considerevolmente la distorsione, ed una tensione troppo alta può mettere in pericolo la vita dei transistori, più a motivo della loro maggior dissipazione di potenza che dell'aumento di temperatura. Daremo qui qualche esempio di alimentazione di bassa tensione per amplificatori di bassa frequenza a transistori.

Fig. 6

6. - ALIMENTATORE 12 V, 1,5 A

La potenza di alimentazione ricavabile è $P = 1{,}5 \cdot 12 = 18$ W. È dunque perfettamente raccomandabile usare questo alimentatore per un amplificatore, che consumi al massimo 18 W, che corrisponde a potenze modulate minori, da 5 a 14 W, secondo gli schemi e il consumo degli stadi che vengono adattati prima dello stadio finale.

Il filtraggio in questo schema (fig. 6) è ottenuto per mezzo di un circuito a transistori. In apparenza questo sistema sembra apportare una complicazione all'alimentatore, ma in pratica il semplice esame dello schema dimostra la riduzione del numero dei componenti *R* e *C* associati a questi transistori. Si ha anche il vantaggio di eliminare l'impedenza di filtro, che in un'applicazione di questo genere sarebbe ingombrante, pesante e costosa. Inoltre, in un circuito compatto nel quale l'alimentazione è disposta vicino all'amplificatore, la soppressione della bobina di filtro riduce i campi magnetici perturbatori, e quindi i ronzii per induzione magnetica.

Il filtraggio ottenuto è eccellente; è equivalente a quello fornito da un filtro *CLC* nel quale $L = 36$ H.

Nello schema della fig. 6 studiato dalla Sesco si trova un trasformatore *Tr* col primario *P* avente eventualmente delle prese ed il secondario *S* di 2×12 V_{eff}. R_1 e R_2 sono due resistenze uguali da 0,5 Ω e 2 A. Si usano i diodi 1R4 o 1N1115.

I transistori sono: Q_1 = 2N525 e Q_2 = = 2N441. Tutti i semiconduttori sono Sesco.

Non bisogna in nessun caso montare semiconduttori diversi da quelli indicati.

La capacità C_1 è 1000 μF elettrolitica, tensione di lavoro 33 V, quella di C_2 è 2 μF/25 V. Per mezzo del potenziometro da 500 Ω è possibile regolare in una certa misura la tensione di uscita.

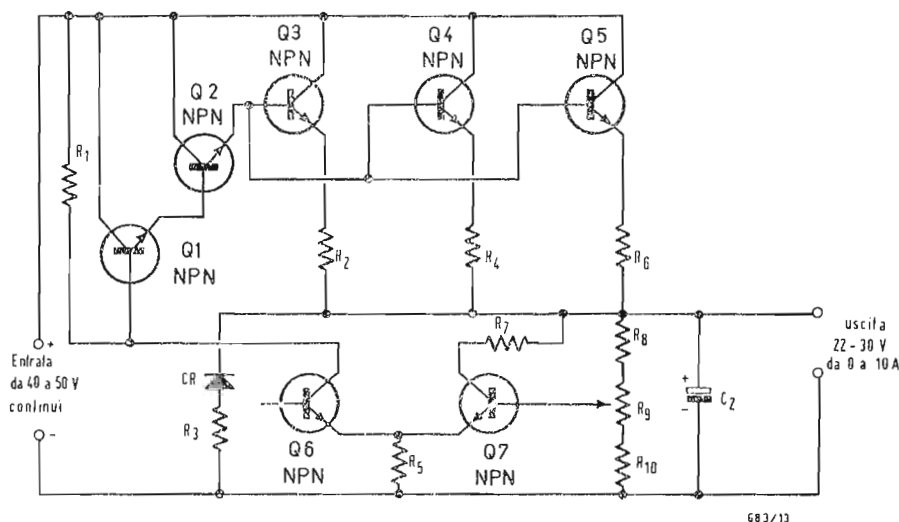



Fig. 7

Fig. 8

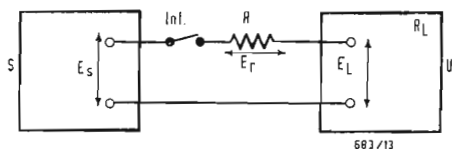



Fig. 9

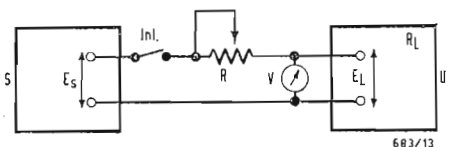



Fig. 10

7. - ALIMENTATORE 12 V REGOLATO

Un circuito impiegante pure transistori per il filtraggio è dato in fig. 7. Il sistema di regolazione assicura anche la post-regolazione se la tensione di rete varia. La regolazione fornita da questo dispositivo è eccellente. Supponendo che la tensione di rete 127 V sia applicata alla presa 127 V del primario di T e che la tensione reale della rete vari fra 115 e 140 V, la tensione di uscita varia fra 11,95 e 12,15 V, mentre la corrente richiesta dall'apparecchio, simboleggiato con la resistenza R_L, varia tra 1,25 e 1,6 A.

La regolazione è quindi buonissima per variazioni del $\pm$ 10% del valore nominale della rete. Questo circuito è stato studiato da Belon.

Ecco i valori dei componenti che figurano nello schema: semiconduttori $D_1 = D_2 =$ SFR126, $Q_1 =$ SFT323 blu, $Q_2 =$ SFT323 blu, $Q_3 =$ SFT212 giallo o verde, $Z =$ diodo Zener speciale Belon (schema « alimentazione generale » pag. 4, notiziario Belon n° 166-AZ1). Resistenze: $R_1 = 1$ kΩ; $R_2 = 2{,}2$ kΩ; $R_3 = 2{,}7$ kΩ; $R_4 = 1{,}2$ kΩ; $R_5 = 2{,}2$ kΩ tutte da ½ W, tolleranza $\pm$ 10%; $P_1 = 1$kΩ a grafite, lineare, 1 W.

Condensatori: $C_1 = C_2 = 3000$ μF elettrolitico, tensione di lavoro 33 V; $C_3 = 250$ μF elettrolitico, tensione di lavoro 12/15 V; $C_4 = 1000$ μF elettrolitico, tensione di lavoro 12/15 V.

La regolazione della tensione di uscita può essere effettuata con P_1. Per una regolazione ottima è consigliabile portare a 1,25 A l'erogazione di corrente. Se l'amplificatore consuma una corrente minore di 1,25 A, si può montare ai morsetti di uscita una resistenza che assorba la differenza di corrente. Il valore di R_L per una tensione di 12 V e una corrente di 1,25 A è evidentemente: $R_L = 12/1{,}25 = 9{,}6$ Ω.

Supponiamo che l'amplificatore alimentato a 12 V non richieda che 0,9 A. In questo caso bisogna montare una resistenza R_L' ai morsetti di uscita tale che consumi $1{,}25 - 0{,}9 = 0{,}35$ A. Il suo valore è in conseguenza:

$R_L' = 12/0{,}35 = 34{,}1$ Ω.

Praticamente una resistenza di 35 Ω farà al nostro caso. La potenza minima è $12 \cdot 0{,}35 = 4{,}2$ W, ma in pratica si adotterà un tipo a filo da 10 W.

La presenza di una resistenza fissa è del tutto benefica al funzionamento dell'amplificatore, perchè la regolazione risulta ancora migliorata e la qualità di riproduzione sonora dell'amplificatore, idem. L'aumento del consumo di corrente è insignificante.

8. - ALIMENTATORE REGOLATO DI GRANDE POTENZA

Lo schema di fig. 8 realizzato dalla RCA consente l'alimentazione regolata di grandissima potenza. L'uscita può infatti fornire da 22 V a 30 V con una corrente da 0 a 10 A, dunque la potenza massima è di 300 W.

Il circuito è estremamente semplice, ma il numero dei transistori è di 7 più un diodo di riferimento CR.

L'entrata di questo filtro-regolatore deve ricevere una tensione non regolata da 40 a 50 V fornita da un raddrizzatore, o da una batteria di accumulatori. Infatti la tensione di una batteria varia con la scarica e la regolazione è particolarmente utile, rendendo inutile una sorveglianza costante della tensione.

Ecco i valori dei componenti: $C_1 = 1$ μF a carta, tensione di lavoro 25 V (oppure qualsiasi valore superiore della tensione di lavoro); $C_2 = 100$ μF elettrolitico, tensione di servizio 50 V o qualsiasi valore superiore che non superi però 60 V; $R_1 = 1{,}2$ kΩ; $R_2 = R_4 = R_6 = 0{,}1$ Ω; $R_3 = 2$ kΩ; $R_5 = 570$ Ω; $R_7 = 270$ Ω; $R_8 = R_{10} = 1$ kΩ; $R_9 =$ potenziometro

Fig. 12

1 kΩ, tutte da ½ W, compreso il potenziometro, tolleranza ± 5%.
Semiconduttori: Q_1 = 2N1479; Q_2 = = 2N1489; Q_3 = 2N2016; Q_4 = 2N201; Q_5 = 2N2016; Q_6 = 2N3053; Q_7 = = 2N3050, tutti RCA; *CR* = diodi di riferimento 12 V.
Una tensione di uscita minore, per es. 14 V, può essere ottenuta regolando R_9. Se il campo di regolazione di R_9=1000Ω fosse insufficiente, si potrebbe fare $R_8=R_{10}$ = 500 Ω, ½ W e R_9 = 2000 Ω, 1 W a grafite e lineare.
Un altro mezzo per ridurre la tensione di uscita è di diminuire la tensione di entrata per es. da 30 V a 40 V invece che da 40 a 50 V.

9. - CONVERTITORI

L'impiego dei convertitori è frequente nella tecnica della bassa frequenza. La prima categoria, alimentazione in continua partendo da alternata è costituita dagli apparecchi descritti sopra.
La seconda categoria comprende gli apparecchi alimentatori alimentati in continua e fornenti sia l'alternata, sia la continua.
Un metodo semplicissimo di « conversione » da continua in continua è quello di utilizzare, in modo del tutto semplice, una resistenza, ma questo mezzo non è possibile se la tensione disponibile è inferiore a quella richiesta.
Ecco però qui qualche indicazione su questo procedimento estremamente semplice, ma richiedente ugualmente qualche precauzione. La fig. 9 dà lo schema del dispositivo. La sorgente *S* fornisce la tensione E_s. La resistenza della sorgente è supposta trascurabile rispetto a quella dell'utilizzatore *U*, che è l'apparecchio di bassa frequenza da alimentare con la tensione E_L minore di E_s. Si conosce R_L o P_L.
Se si conosce R_L, si deduce la corrente assorbita dall'apparecchio:
$I_L = E_L/R_L$.
La resistenza di riduzione della tensione *R* deve produrre una caduta di tensione $E_r = E_s - E_L$; per la corrente I_L si ha:

$$R = \frac{E_s - E_L}{I_L}.$$

Se è data P_L, potenza limite dell'apparecchio, si ha:
$I_L = P_L/E_L$
e si calcola *R* allo stesso modo.
Esempio: l'amplificatore consuma 20 W e la tensione d'alimentazione è 9 V. Si dispone di una sorgente di 12 V. Si ha: E_s = 12 V; E_L = 9 V; I_L = 20/9 A, ossia

$$R = \frac{(12 - 9) \cdot 9}{20} \ \Omega,$$

cioè

$$R = \frac{27}{20} = 1{,}35 \ \Omega.$$

La potenza dissipata da *R* è con $I_r = I_L$, $P_r = E_r \cdot I_r = 3 \cdot 20/9 = 6{,}65$ W.
Bisogna, in conseguenza, adottare una resistenza *R* di 1,35 Ω e da 10 W almeno, per misura di sicurezza.
Se si desidera tener conto della scarica della batteria costituente la sorgente *S*, si può sostituire *R* fissa con una resistenza variabile, cioè un reostato. Bisogna anche controllare la tensione all'apparecchio disponendo un voltmetro ai terminali dell'amplificatore. La fig.10 dà lo schema di questo dispositivo.
Il valore di *R* viene così aumentato di circa il 30%, ma per mezzo del cursore si dovrà poterlo ridurre in conformità alla diminuzione di E_s.
Il voltmetro *V* deve indicare la tensione E_L per mantenerla al suo valore corretto per mezzo di *R*. La resistenza del voltmetro deve essere grande rispetto a R_L. Nel caso dell'esempio dato sopra si ha:
$R_L = E_L/I_L = 9/(20/9) = 81/20 = 4{,}05$ Ω,
la resistenza del voltmetro deve essere grande rispetto a 4,05 Ω, per es. 100 Ω o più. Così, se si dispone di un voltmetro di 50 Ω/V, sulla scala di 12 V la sua resistenza è di 600 Ω e questo voltmetro si adatterebbe perfettamente.
In tutti gli schemi di questo genere, si deve disporre un interruttore « Int » per togliere l'alimentazione quando l'apparecchio non viene usato.

10. - CONVERTITORI ELETTRONICI

Passiamo al caso in cui $E_L > E_s$. Si deve adottare uno strumento elettronico relativamente complesso. Il suo principio è indicato dal diagramma funzionale di fig. 11. I componenti del complesso sono: *S*, sorgente di tensione continua E_s; generalmente una batteria a transistori alimentata dalla tensione E_s e generante una tensione alternata che si applica ai morsetti del primario P_r di un trasformatore *T*. Così è facile, grazie ad un opportuno rapporto del

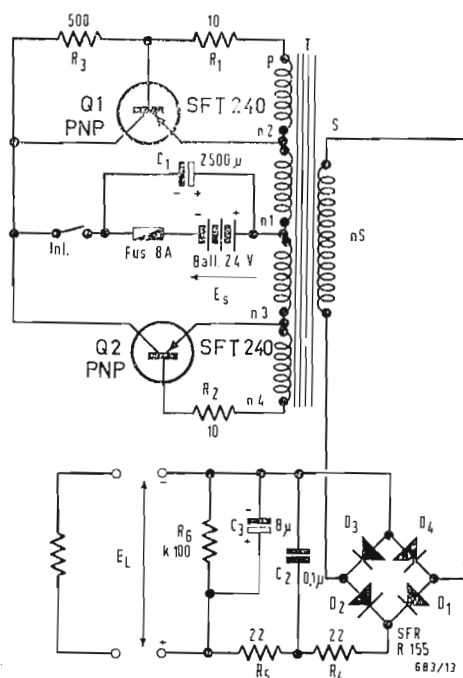
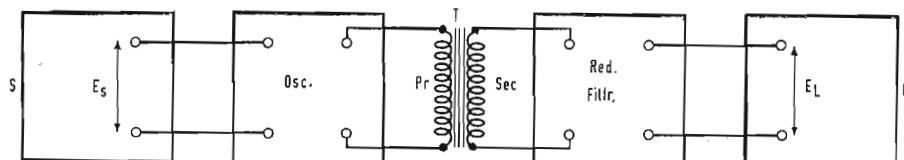



Fig. 11

numero di spire n_s/n_p secondario/primario, ottenere al secondario S_{ec} la tensione alternata E_{sec}, che applicata al sistema raddrizzatore-filtro, dà finalmente la tensione continua E_L necessaria per l'apparecchio U.
In pratica, dato che la rete non interviene in questo schema, si adotta per l'oscillatore una frequenza di oscillazione più alta di 50 Hz, ciò che permette di semplificare, e rendere meno voluminoso, meno pesante e più economico, il circuito oscillatore del raddrizzatore e del filtro. D'altra parte, il segnale alternato può avere una forma diversa dalla sinoidale.

11. - ESEMPIO DI CONVERTITORE CONTINUA A CONTINUA

Il convertitore di fig. 12 fornisce all'uscita una tensione continua di 330 V con 85 W, a partire da una sorgente di tensione continua « batteria » di 24 V. La sorgente di 24 V alimenta un circuito oscillatore bilanciato a 2 transistori SFT240 Cosem, associati ad un trasformatore-oscillatore T. L'oscillatore usa gli avvolgimenti del primario, il numero di spire del quale è n_1, n_2, n_3 ed n_4. La tensione generata è di forma rettangolare. Essa viene elevata al valore occorrente dal secondario S di n_s spire. La frequenza di oscillazione essendo 385 Hz, il circuito di filtro comporta condensatori di valore minore di quello che si sarebbe dovuto adottare per 50 Hz. Inoltre, viene eliminata qualsiasi impedenza di filtro. Il raddrizzamento è ottenuto con 4 diodi SFR155 montati a ponte.
L'apparecchio comporta pure un interruttore ed un fusibile da 8 A.

Siccome $E_L = 330$ V e $P_L = 85$ W, la corrente che può essere fornita da questo convertitore è $I_L = 85/330 = 0{,}257$ A. In pratica si può ricavare una potenza, che può raggiungere 100 W. Il valore di R_L per $E_L = 330$ V e $I_L = 0{,}257$ A è

$$R_L = \frac{330 \cdot 10^3}{257} = 1.290\ \Omega.$$

Per valori inferiori di R_L, per es. 1100 Ω, la potenza utile può raggiungere 100 W, mentre per $R_L = 4$ kΩ, la potenza non supera 27 W.
La tensione di uscita varia secondo la potenza. I transistori devono essere montati su radiatori ad alette di rame 80 × 80 × 2 mm.
Valori dei componenti: $R_1 = R_2 = 10\ \Omega$; $R_3 = 560\ \Omega$; $R_4 = R_5 = 22\ \Omega$; $R_6 = 100$ kΩ, tutte da 3 W. Tolleranza ± 10 % salvo R_6 che è di 2 W con tolleranza ± 20%; $C_1 = 2500$ μF, 35/40 V elettrolitico; $C_2 = 0{,}1$ μF, 600 V a carta (tensione di lavoro); $C_3 = 8$ μF, 500 V elettrolitico.
I transistori sono due SFT240 punto oro e i diodi sono SFR155.
Il trasformatore comprende un circuito magnetico composto da due circuiti tagliati da Implusil tipo FA10Q38. L'insieme degli avvolgimenti costituisce una bobina unica: $n_1 = n_3 = 16$ spire, filo rame smaltato 13/10 mm. Avvolgere n_1 e n_3 contemporaneamente con 2 fili in mano; $n_2 = n_4 = 3$ spire filo rame uniformemente ripartite; $n_5 = 253$ spire filo rame smaltato 0,4 mm. La fig. 13 mostra una vista del trasformatore. Questo convertitore può convenire per l'A.T. di un amplificatore a tubi elettronici, i filamenti dei quali sono alimentati dalla batteria. [a.l.]

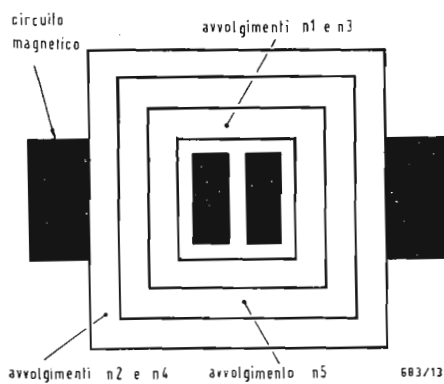
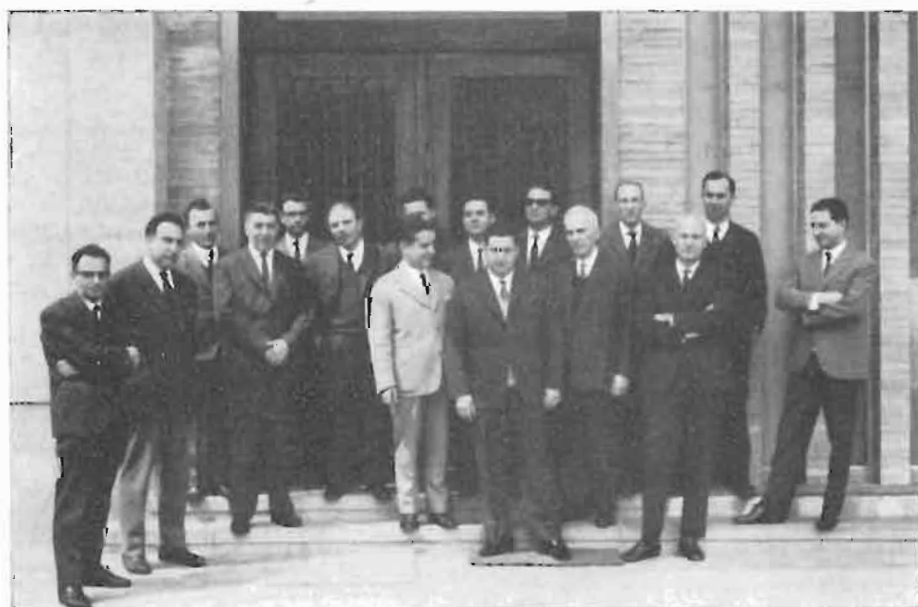



Fig. 13

Un gruppo di tecnici e dirigenti della RAI TV ha visitato lo Stabilimento della Ferrania situato nel villaggio omonimo presso Savona.
Accolti dal direttore dr. Clinio Cuccolini, si sono vivamente interessati a tutte le fasi di produzione dei materiali sensibili e delle pellicole foto e cinematografiche. Com'è noto lo stabilimento di Ferrania è l'unico in Italia, ed uno dei pochi nel mondo, che produce a ciclo completo.

Charles Oliveres

Novità nella costruzione dei dischi*

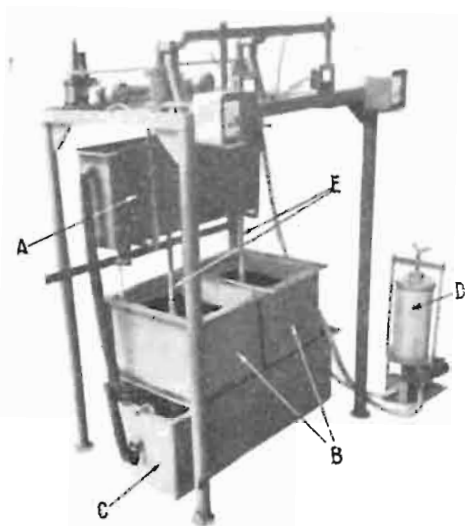



Fig. 1

NELLA FABBRICAZIONE dei dischi del commercio una delle parti più delicate è la galvanoplastica. Partendo dal disco inciso, una serie di operazioni deve permettere di fare matrici, che consentiranno la riproduzione industriale del disco originale.

Due fatti importanti sono intervenuti in questi ultimi anni nell'industria del disco:

1) la galvanoplastica nei bagni rapidi;
2) la fabbricazione dei dischi non più su presse, ma su macchina a iniezione.

Sebbene i lettori conoscano la sequenza delle operazioni galvanoplastiche, la ricorderemo qui pro memoria, indicando i tempi richiesti fino a qualche anno fa per la creazione di matrici per la pressatura:

1°) fabbricazione del padre per galvanoplastica del disco originale, circa 14 ore;
2°) fabbricazione della madre — riproduzione esatta del disco originale partendo dal padre, i cui solchi sono in rilievo — pure per galvanoplastica, circa 14 ore;
3°) fabbricazione della matrice (solchi in rilievo), che servirà per la pressatura per galvanoplastica, 18 ore circa.

Dunque per avere una matrice era necessario, qualche anno fa, attendere circa 3 giorni e, dato che non si poteva iniziare una produzione senza matrice di scorta, era quasi impossibile fabbricare un disco prima di una settimana.

La galvanoplastica classica si fa nei bagni contenenti ossido di rame in soluzione acida e il deposito di rame sui pezzi si fa secondo la legge di Faraday:

$$m_1 = K \frac{M}{n} i t$$

che si può tradurre dicendo che 96 × 90 coulomb liberano 63,5/2 grammi di rame, ma l'esperienza ha dimostrato che in un bagno statico, anche con l'agitazione dei pezzi, l'intensità applicabile ai pezzi da ramare non può superare 6 A/dm² di superficie.

Ciò spiega la lentezza delle singole operazioni per ottenere uno spessore conveniente di rame sui pezzi madre e matrice da fabbricare. La comparsa di bagni così detti rapidi ha completamente modificato il problema. L'intensità di corrente applicata ai pezzi da ramare può arrivare fino a 40 A/dm², cioè il tempo di fabbricazione può essere diviso per 6,5. Inoltre, in questi bagni, i depositi sono generalmente molto più regolari, il che facilita le operazioni successive.

La figura 1 è la fotografia di un bagno rapido. Si trova in A il serbatoio superiore, in B i recipienti di elettrolisi, in C il serbatoio inferiore, in D la pompa di alimentazione col sistema del filtraggio.

In questo tipo di bagno i pezzi da ramare non sono più inerti, essi vengono fissati sugli assi E, che girano alla velocità di 100 giri al minuto, i pezzi da ramare sono così orizzontali ad un estremo degli assi E e rappresentano il catodo del bagno, gli anodi di rame sono posti in fondo alla vasca.

L'elettrolita passa per gravità, con una forte richiesta dal serbatoio superiore nella vasca elettrolitica, poi il liquido di supero si rovescia nella vasca inferiore. La pompa riprende l'elettrolita nel bagno inferiore, lo fa passare sotto pressione in una serie di filtri e rinvia l'elettrolita nel bagno superiore.

L'aumento enorme della densità dell'intensità di corrente ammissibile per dm² è dovuto da una parte alla grande velocità dei pezzi rispetto agli anodi e dall'altra al rinnovamento costante e alla purezza dell'elettrolita. Con tali bagni un disco può uscire entro le 12 ore, che seguono l'incisione originale.

Ma abbiamo parlato di una seconda innovazione, cioè della fabbricazione dei dischi per iniezione. Dato lo sviluppo della tecnica dell'iniezione nella fabbricazione di oggetti in materiale plastico, era logico che questa idea venissse in mente ai pressatori di dischi. Dapprincipio, essi erano guidati dall'economia di matrici alla quale ciò poteva condurre, perchè nelle presse le matrici devono sopportare pressioni dell'ordine di 120 kg/cm². Queste enormi pressioni conducono evidentemente a fratture dei particolari della registrazione dopo la esecuzione di circa 500 dischi. Nel caso dell'iniezione, la pressione sulle matrici è piccolissima, poichè la materia viene introdotta nelle matrici allo stato pastoso fluido. L'esperienza ha dimostrato che con una matrice si possono fabbricare facilmente 20000 dischi e oltre.

Il macchinario è pure meno complicato: non c'è più bisogno di una caldaia a vapore per ottenere i 190°C necessari per riscaldare i plateaux delle presse, sono finiti gli approvvigionamenti delle quantità d'acqua necessaria al raffreddamento delle presse, ecc.

Inoltre, i tempi di fabbricazione sono nettamente migliorati. Occorreva un

(il testo segue a pag. 287)

(*) Da Le Haut-Parleur, aprile 1965, pag. 27.

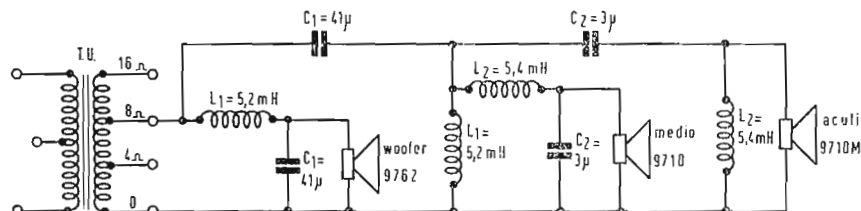



Fig. 1/0719

Fig. 2/0719

0719 – ***Sig. R. Sandri – Schio.***

D. Sono in possesso di:

1) Amplificatore Stereosonic della Prodel (8 + 8 W indistorti e uscite per altoparlanti a 4-8-16 Ω).

2) Giradischi Philips tipo AG 1016/00 con cartuccia tipo AG3310.

Chiedo:

1) Indicazione sugli altoparlanti da acquistare. (Per motivi particolari di convenienza vorrei acquistare altoparlanti Philips). Desidero che il complesso sia composto dai tre altoparlanti rispettivamente per le note basse, medie, acute. Il diametro del woofer dovrà essere di circa 30 cm.

2) Schema di collegamento degli altoparlanti.

3) Indicazione dei filtri da usare per ognuno degli altoparlanti sopraindicati. (Vengono forniti dalla Philips? In caso negativo in che modo potrei provvedermeli?)

4) Scelta della cassa acustica. Bass-reflex o cassa chiusa? Vorrei che mi fossero fornite le indicazioni necessarie per la costruzione, con relativa posizione degli altoparlanti ed indicazioni per il rivestimento interno assorbente.

5) Quale tipo di testina fra le varie prodotte dalla Philips è più adatta al mio complesso?

R. 1) Altoparlanti Philips: woofer 9762 (7 Ω, ⌀ 30 cm); note centrali 9710; acuti 9710 M.

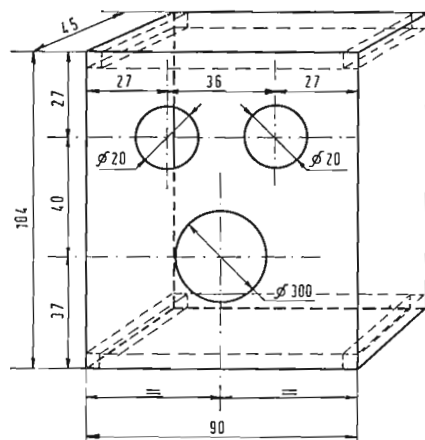
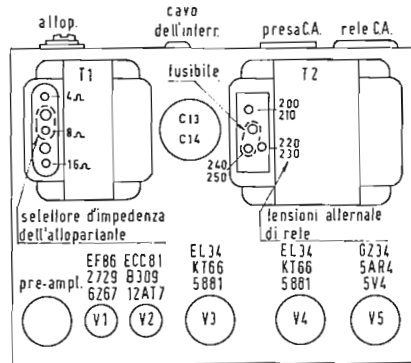
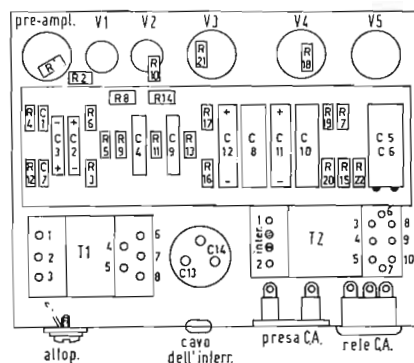
2 e 3) Alleghiamo lo schema del doppio filtro di incrocio da collegarsi fra il terminale 0 e la presa 8 Ω del trasformatore di uscita dell'amplificatore. Da detto schema si vede come devono essere collegati gli altoparlanti. Il filtro è per le frequenze di incrocio di 350 Hz e 5.000 Hz e per attenuazione 12 dB/ottava. Non ci risulta che la Philips metta in vendita filtri crossover; occorre quindi fare costruire le induttanze L_1 e L_2 (senza ferro, con filo di almeno 10/10 mm) e procurarsi i condensatori di tipo a carta. Essendo l'impianto stereo, occorrono 2 filtri identici.

Abbiamo dato la soluzione con 3 altoparlanti, perchè da Lei desiderata, ma non vediamo la necessità del 9710 centrale, dato che il 9710 M degli acuti copre la stessa gamma di note medie del 9710; con due soli altoparlanti il filtro si semplificherebbe notevolmente. La Philips non dispone di veri tweeters, il 9710M è il 9710 con l'aggiunta di un conetto per estendere la gamma fino a 18 kHz, il che è più che sufficiente per alta fedeltà. Le consigliamo di ripensarci.

4) L'impianto stereo comporta 2 cassoni per gli altoparlanti, quindi è conveniente che i 3 altoparlanti di ciascun canale singolo siano contenuti in un unico mobile; il che fa rinunciare al bass-reflex date le dimensioni degli altoparlanti stessi. Dovendo ripiegare sulla cassa chiusa, Le consigliamo la disposizione della fig. 2. Usare legno compensato di spessore 20 mm; evitare qualsiasi sconnessione tra le pareti; le 4 facce laterali devono essere connesse a incastro e incollate; possono occorrere traverse diagonali per evitare vibrazioni, il pannello anteriore e quello posteriore asportabili devono essere avvitati su correnti in legno duro riportati sui 4 lati davanti o dietro al cassone. Rivestire le pareti interne (escluso il pannello anteriore che porta gli altoparlanti) con lana di vetro o di roccia di spessore 25 mm.

5) Consigliabile la testina Philips AG3402 stereo, magnetodinamica, puntina diamante, L. 12.000 circa.

0720 – ***Sig. G. Zanco – Mestre.***

D. Sul numero di ottobre 1964, ho visto pubblicato il preamplificatore « Varislope

TELAIO VISTO SOPRA

TELAIO VISTO SOTTO

Fig. 1/0720

Mono » della LEAK. Vi sarei gratissimo se mi poteste mandare lo schema dell'amplificatore che viene usato in unione con detto preamplificatore e le caratteristiche del suddetto il quale abbia una potenza di circa 30 W. Sul numero di ottobre de «l'antenna» sono indicati solamente i tipi: TL12 Plus, TL25 Plus, TL50 Plus della serie « Point one».

R. L'amplificatore di potenza sui 25 W più adatto per l'uso col preamplificatore « Varislope Mono » è il Leak « TL25 plus », di cui Le forniamo lo schema quotato.

Le sue caratteristiche sono le seguenti: Potenza di uscita 28 W massima; distorsione armonica totale 0,1 % a 25 W (± 1 dB)

Fig. 2/0720

a 1 kHz; ronzio e rumorosità 80 dB ± 3 dB sotto 25 W con impedenza del generatore di 25 kΩ; sensibilità: entrata 125 mW a 1 kHz per 25 W di uscita; risposta in frequenza ± 0,5 dB da 20 Hz a 20 kHz; fattore di smorzamento da 25 a 1 kHz; impedenza di entrata 1 MΩ più 5 pF circa; margini di stabilità: guadagno 10 dB ± 3 dB, fase 20° ± 10°; impedenza degli altoparlanti: qualunque fra 3 e 20 Ω. Un commutatore sul secondario del trasformatore di uscita predispone le impedenze 16, 8, 4 Ω; alimentazione 200 ÷ 250 V; 50 ÷ 100 Hz opp. 100 ÷ 125 V c.a.; consumo 130 W (135 col preamplificatore Leak); presa per alimentare giradischi ecc.; dimensioni 25,4 × 20 × 17 cm; peso 7,9 kg. *(a.f.)*

0721 – *Sig. G. Pivato – Chieri.*

D. Vorrei sapere se nella Vostra rivista « Alta Fedeltà » sono stati pubblicati schemi completi di amplificatori stereofonici ad alta fedeltà della potenza di 15 + 15 W e se detti schemi sono corredati delle necessarie istruzioni per la realizzazione pratica.

R. Le descrizioni degli amplificatori riportate sulla ns. Rivista riguardano soprattutto lo schema elettrico e solo raramente si estendono alle parti meccaniche (dimensioni e foratura del telaio ecc.). Tuttavia riteniamo utile segnalarLe quanto segue:

Rivista « Alta Fedeltà »:

n. 7, 1961, amplificatori stereo americani disponibili come parti staccate; pag. 197, amplificatore integrato Heatkit SA2, 14 W di uscita per canale.

n. 10, 1961, l'amplificatore Hi-Fi stereophonic della « Dynamic », pag. 298; amplificatore integrato 2 × 10 W per canale.

Rivista: *l'antenna*, sezione Alta Fedeltà:

n. 4, 1961, l'amplificatore stereofonic TLR 262 di pag. 220, Alta Fedeltà; potenza 2 × 12 W. Descrizione completa con disegni del telaio.

n. 11, 1962, il preamplificatore-amplificatore stereofonico Sherwood mod. S5000 II, pag. 570; complesso integrato 2 × 35 W, altissima qualità.

n. 5, 1963, amplificatore americano di nuovo stile, pag. 222, X 101-C Fisher, 2 × 27 W.

n. 1, 1964, amplificatore stereofonico integrato, pag. 32, X100 Fisher, 2 × 21 W.

n. 2, 1964, la catena transistorizzata stereofonica, pag. 85, S.P.E.S. con amplificatore di potenza 2 × 12 W.

n. 3, 1964, due amplificatori Hi-Fi, 8 e 12 W a transistori pag. 137.

n. 4, 1964, amplificatore stereofonico 2 × 10 W di alta qualità con triodo-pentodo Mullard, ECL86, pag. 178.

Inoltre consigliabile è l'amplificatore « stereo 20 » Point One della Casa Leak di cui è rappresentante in Italia la SIPREL *(a.f.)*

0722 – *Sigg. C. Pamponi – Perugia, C. Boselli – Savona*

D. Sono richiesti gli schemi di un amplificatore con guadagno di circa 1000 X per il rilievo di deboli potenziali di tensione continua ed un amplificatore di corrente continua, sempre a transistori, con ponte modulatore.

R. In figura 1 è riportato lo schema di un amplificatore di deboli correnti continue, la cui amplificazione è dell'ordine di 800/1000 X. Il valore dei vari componenti è il seguente: R_1 = 27.000 Ω; R_2 = 470 Ω; R_3 = 4.700 Ω; R_4 = 6.800 Ω; R_5 = 4.700 Ω; R_6 = 47 Ω; R_7 = 470 Ω; R_8 = 2.500 Ω; R_9 = 3.900 Ω; R_{10} = 4.700 Ω; R_{11} = 100 Ω; R_{12} = 150 Ω; R_{13} = 2.200 Ω; R_{14} = 1.000 Ω; R_{15} = 3.300 Ω; C_1 = 0,1 μF; C_2 = 10.000 pF.

In figura 2 è riportato invece lo schema di un amplificatore in corrente continua con ponte modulatore di diodi al silicio. Il complesso serve a misurare piccole tensioni continue dell'ordine di 10 mV e piccole correnti continue dell'ordine di 1 μA.

La coppia di OC72 costituisce un convertitore in corrente continua-corrente alternata con frequenza di lavoro di 800 Hz.

Il segnale così generato viene successivamente applicato ad un ponte costituito da diodi al silicio collegati in modo tale che tutti i quattro diodi conducono o cessano di condurre simultaneamente. Durante i semiperiodi di non conduzione il condensatore a carta da 1 μF, C_2, si carica e durante i semiperiodi di conduzione si scarica attraverso la bassa impedenza del ponte.

L'uscita « chopped » del ponte, in serie con l'impulso in continua da amplificare è applicata ad un amplificatore a tre stadi.

Infine lo stadio rilevatore, con collettore a massa, elimina la componente alternata.

Valore dei componenti: R_1 = 5.600 Ω; R_2 = 200 Ω; R_3 = 390 Ω; R_4 = 10.000 Ω; R_5 = 10.000 Ω; R_6 = 15.000 Ω; R_7 = 5 Ω; R_8 = 3.300 Ω; R_9 = 33.000 Ω; R_{10} = 56.000 Ω; R_{11} = 1.000 Ω; R_{12} = 4.700 Ω; R_{13} = 1.000 Ω; R_{14} = 3.300 Ω; R_{15} = 470 Ω; R_{16} = 56.000 Ω; R_{17} = 56.000 Ω; R_{18} = 3.300 Ω; R_{19} = 470 Ω; R_{20} = 56.000 Ω; R_{21} = 5.600 Ω; R_{22} = 1.000 Ω; R_{23} = 3.300 Ω; R_{24} = 470 Ω; R_{25} = 13.000 Ω; R_{26} = 620.000 Ω; R_{27} = 3.000 Ω; R_{28} = 600 Ω; R_{29} = 600 Ω; R_{30} = VA1008; R = 500.000 Ω; R_v = 50.000 Ω.

C_1 = 1000 μF 6V; C_2 = 1 μF carta; C_3 = 50 μF; C_4 = 2 μF; C_5 = 50 μF; C_6 = 2 μF; C_7 = 50 μF; C_8 = 560 pF; C_9 = 500 pF; C_{10} = 15 pF; C_{11} = 50 μF; C_{12} = 1 μF; S_1 = 130 spire; S_2 = 30 spire; S_3 = 30 spire; S_4 = 130 spire; S_5 = 400 spire. L = 3 H, 90 Ω cc

D_1, D_4 = 4xZS10A accoppiati.

(*P. Soati*)

0723 – *Sig. G. Martini – Bologna*

D. Chiede se esistono delle pubblicazioni aggiornate che indichino l'equivalenza dei transistori.

R. A Bologna esistono diversi fornitori presso i quali potrà rintracciare i transistori che le interessano; fra essi citiamo:

Gianni Vecchietti, Via della Grada 2, Bologna

Fantini Surplus, Via Begatto 9, Bologna.

In commercio esistono i seguenti manuali che indicano l'equivalenza dei semiconduttori e dei transistori:

a) *Transistor characteristics tabulation*, edito dalla Derivation and Tabulation inc. 43, South day Street, Orange, New Jersey USA il cui costo annuale è di 25,50 dollari. La indicazione dell'equivalenza è data in base alla frequenza di taglio, alla potenza erogata e a tutte le altre caratteristiche. Ciò consente di non commettere errori di valutazione quali sono possibili con i normali manuali di equivalenza. Tale volume viene pubblicato semestralmente.

b) *Semiconductors diode and rectifier charateristics tabulation*, come il precedente ma riservato ai diodi e ai rettificatori. Si tratta di una pubblicazione semestrale il cui abbonamento annuale è di dollari 33.50.

Ambedue le suddette pubblicazioni possono essere richieste al rappresentante per la Francia: Radio Television Française, 73. Avenue de Neuilly, Neuilly sur Seine (Francia)

c) Un altro ottimo manuale sulla sostituzione dei transistori è: *Transistor substitution handbook*, Horward W. Sams Co N.Y. il quale può essere richiesto al rappresentante per l'Italia: Ettore Giovanetti, Casella Postale 887, Milano.

(*P. Soati*)

0724 – *Sig. S. Dent – Como*

D. Desidera informazioni dettagliate circa lo schema di un amplificatore descritto sulla rivista francese « Le Haut Parleur ».

R. Il n. 1067 della rivista «Le Haut Parleur» il cui indirizzo è il seguente: 25, Rue Louis le Grand, Paris 2e, può richiederlo tramite qualsiasi libreria internazionale di Como o di Milano.

(*P. Soati*)

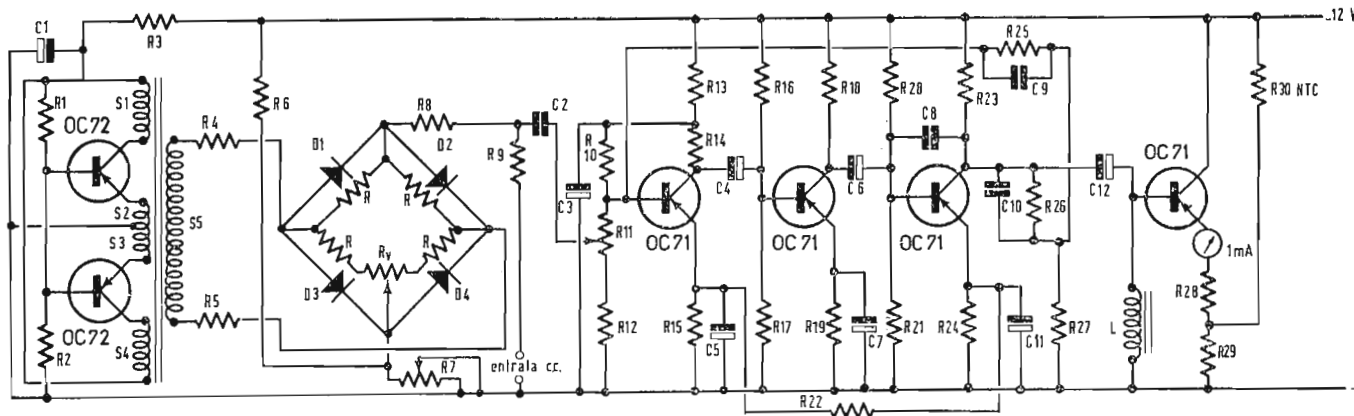



Fig. 2/0722

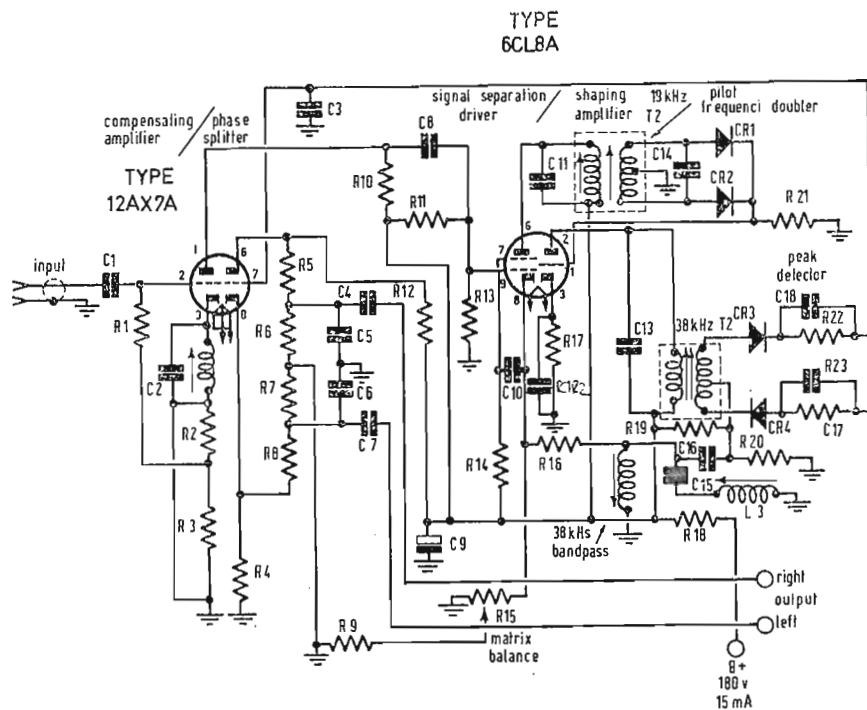



Fig. 1/0725

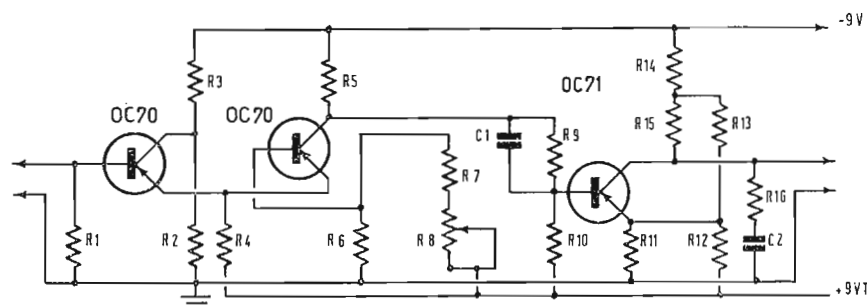



Fig. 1/0722

(segue da pag. 283)

minimo di 30 secondi per fare un disco di 17 cm, ora bastano 20 o 22 secondi. Per rendere omaggio ai pionieri, diciamo che è una ditta belga, che si è lanciata per prima su questa strada; essa è stata seguita dalla Deutsche Grammophon; ora i pressatori francesi sono in via di trasformare gli impianti con macchine fabbricate in Italia.

Ma vi è un'ombra, la sola, sulla tavola: la tecnica dei dischi a iniezione è valida solo per i dischi di 17 cm. Però la loro qualità è identica a quella dei dischi pressati. *(a.c.)*

0725 – *M. Braca – Roma.*

D. Ci richiede lo schema di un ottimo adattatore ad alta fedeltà per ricevere le emissioni stereo in modulazione di frequenza.

R. In primo luogo potrebbe costruire un adattatore EICO modello MX99 che viene fornito dalla ditta GBC anche sotto forma di scatola di montaggio, se poi preferisce costruire un adattatore multiplex per FM di concezione diversa le consigliamo quello illustrato dallo schema di figura 1 che si riferisce ad una realizzazione della RCA.

Il valore dei vari componenti è il seguente: C_1, C_4, C_7, C_{12}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, 0,01 μF ceramico a 500 V; C_2, C_{15} = 2200 pF tipo a pellicola 500 V; C_3, 470 pF ceramico 500 V; C_5, C_6, 270 pF ceramico 500 V; C_8, 0,047 μF carta 200 V; C_9 = 40 μF elettrolitico 450 V; C_{10}, 0,22 μF carta 400 V; C_{11}, C_{14}, 1500 pF pellicola 500 V; C_{13}, 1000 pF 500 V; C_{19}, 3000 pF 500 V; CR_1, CR_2, CR_3, CR_4, diodi RCA 11207 o equivalenti, L_1, L_3, bobina a 67 kHz (RCA n. 111047); L_2, Bobina filtro a 38 kHz (RCA n. 11048).

R_1, 560.000 Ω; R_2, 1500 Ω; R_3, 15.000 Ω; R_4, R_9, R_{12} = 22.000 Ω; R_5, R_6, R_7, R_8, 100.000 Ω; R_{15}, 500.000 Ω potenziometro; R_{17}, 4.700 Ω; R_{18}, 330 Ω 1 W; R_{19}, 1,2 MΩ; R_{20} = 1 50.000; Ω; R_{21}, R_{22}, R_{23}, 47.000 Ω:

Tutte le resistenze devono essere del tipo a 0,5 W a meno che non sia indicato diversamente.

T_1 = Trasformatore da 19 kHz (RCA 111045) T_2 = Trasformatore a 38 kHz (RCA 111046). Sono stati indicati i numeri di catalogo RCA per guida del lettore ma ovviamente i singoli componenti possono essere sostituiti da altri equivalenti.

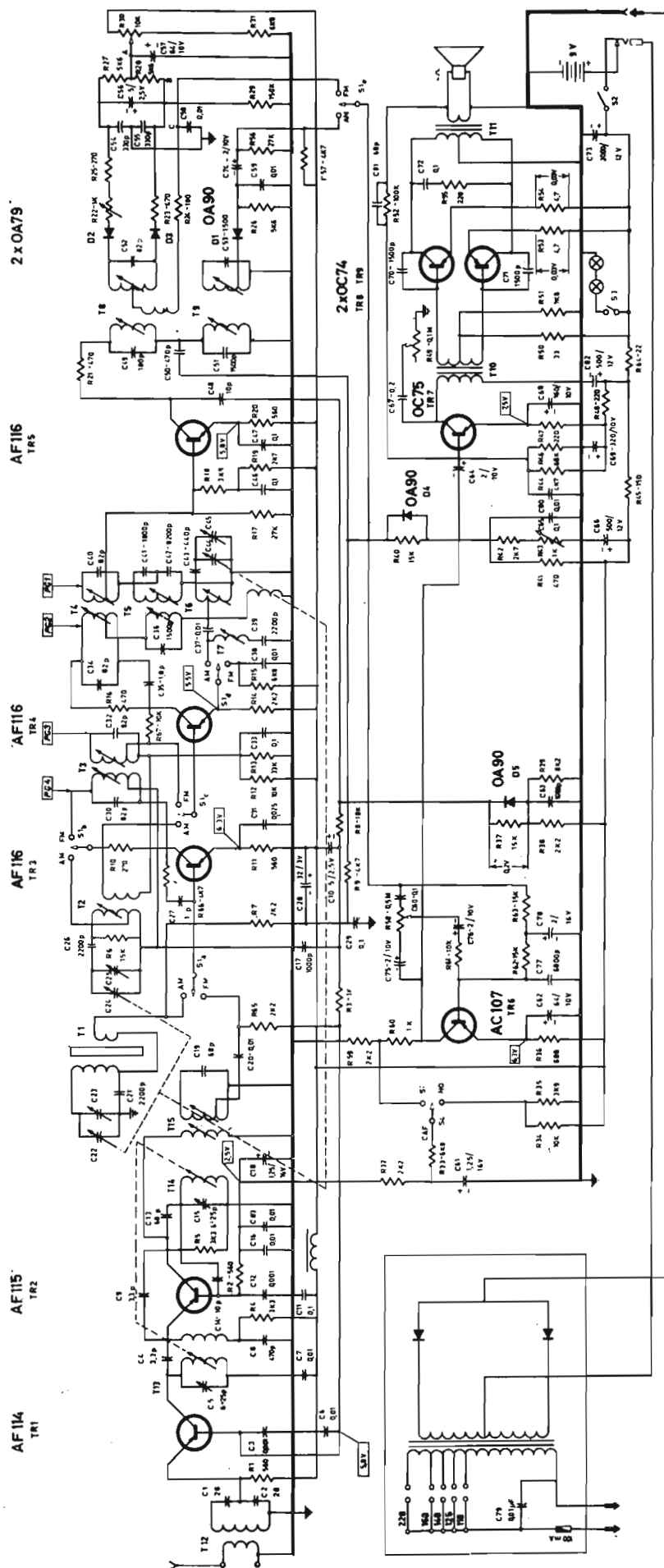
(P. Soati)

0726 – *Sigg. S. Attardo – Palermo, P. I., P. Vercellino – Torino*

D. Desiderano lo schema del televisore Grumwold e dell'apparecchio del surplus FU H.E.d.

R. *a)* Non ci è stato possibile rintracciare lo schema del televisore Grumwold, anche perchè i dati fornitici sono troppo vaghi. Lo stesso non è compreso fra gli schemi pubblicati nei vari volumi dello Schemario TV.

b) Lo schema richiesto è stato pubblicato su l'antenna molti anni or sono, però tale numero ormai è esaurito da tempo. D'altra parte non forniamo più schemi del materiale surplus dato che le richieste in tale campo si sono notevolmente affievolite per il fatto che i moderni apparecchi del surplus vengono ceduti sempre completi di schemi.

(P. Soati)

Schema elettrico del radioricevitore VOXSON Mod. 754 Simphony FM

HEATHKIT® 1965

Voltmetro a valvola Heathkit IM-11... l'elevata precisione ha determinato il successo mondiale di questo strumento.

- **Sonda unica con commutatore per C.A./Ohm/C.C.**
- **7 portate in C.A., 7 in C.C. e 7 Ohmetriche**
- **Strumento da 200 microampère, con scala da 112 millimetri**
- **Resistenze di precisione all'1 %**
- **Responso alla B.F. lineare entro 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz**

Il successo di questo strumento è dovuto alle sue elevate prestazioni, alla sua considerevole precisione, alla sua elegante presentazione, ed al suo basso costo.
Esso è stato realizzato sulla base delle precedenti esperienze della Heathkit nella realizzazione dei voltmetri a valvola che migliaia di tecnici hanno usato in passato.
Consente la misura di tensioni efficaci, di tensioni di picco, di tensioni continue, di resistenze e di livelli in decibel. La resistenza di ingresso, del valore di 11 mega-ohm, assicura l'elevata precisione in qualsiasi applicazione, grazie al valore minimo del carico applicato.
Tra i comandi del pannello figurano un commutatore di funzione (provvisto di inversore di polarità) un commutatore di portata, un dispositivo di messa a zero, ed un potenziometro per l'azzeramento dell'ohmetro. Il « probe » (sonda) munito di commutatore, può essere predisposto per il funzionamento in C.C., oppure in C.A.-Ohm. Realizzazione a circuito stampato. Viene fornito completo di puntali e senza batteria.

CARATTERISTICHE - Scala strumento: C.C. e C.A. (eff.): 0-1,5, 5, 15, 50, 150, 500, 1.500 volt fondo scala. **Tensioni alternate di picco:** 0-4, 14, 40, 140, 400, 1.400, 4.000. **Resistenze:** 10 ohm centro scala: x1, x10, x100, x1.000, x10k, x100k, x1M. Misura da 0,1 ohm e 1.000 Megaohm, con batteria interna. **Strumento:** da 200 microampère con scala da 112 millimetri. **Moltiplicatori:** precisione 1 %. Resistenza di ingresso in C.C.: 11 Megaohm (1 Megaohm nel « probe ») in tutte le portate. **Circuito:** a ponte bilanciato mediante doppio triodo. **Responso alla frequenza:** entro 1 dB da 25 Hz ad 1 MHz (su 600 ohm della sorgente). **Valvole adottate:** 12AU7, 6AL5. **Batteria:** da 1,5 volt, tipo a torcia. **Alimentazione:** 220 volt C.A. 50 Hz, 10 watt. **Dimensioni:** cm 18,5 di altezza, 12 di larghezza e 10,4 di profondità.

IM-11

UNICA SONDA	**REALIZZAZIONE A CIRCUITO STAMPATO**	**RESISTENZE DI PRECISIONE**
Sonda unica per tutti i tipi di misure, munita di commutatore e di dispositivo di aggancIamento per lasciare libere le mani.	**Per uniformità di montaggio, per la massima stabilità, come pure per facilitare la costruzione, l'apparecchio è realizzato con circuiti stampati.**	**Per ottenere la massima precisione nelle letture, le resistenze sono all'1 %.**

L. 27.000: in scatola di montaggio

L. 32.000: montato

Alimentazione rete 110/220 Volt 50 Hz.

Istruzioni in lingua Italiana

Organizzazione commerciale di vendita esclusiva:

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante, 10 - Tel.736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo, 7 - Tel. 225858
TOSCANA: **G. A. P. s.a.s.** - LIVORNO - Via Cogorano, 10/12 - Tel. 34492
CAMPANIA - BASILICATA: Ditta **D. MARINI** - NAPOLI - Via Duomo, 254 - Tel. 320773